



Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR

GRUPO DE SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA



PROYECTO FIN DE CARRERA

Ingeniería Industrial: Especialidad Electrónica

**DESARROLLO DE UN CONVERTIDOR
ELEVADOR PARA UN
AEROGENERADOR DE 2.5 kW
CONECTADO A RED**

Septiembre de 2009

AUTOR: Marcos Calvo López

TUTOR: Andrés Barrado Bautista



Esta página está en blanco intencionadamente



Dedicado a mi familia, mi novia, mis amigos y
compañeros de trabajo que me han ayudado a la
realización de este proyecto.



Esta página está en blanco intencionadamente



ÍNDICE

ÍNDICE	5
ÍNDICE DE FIGURAS	11
ÍNDICE DE TABLAS	17
1 INTRODUCCIÓN	19
1.1 SUBPROYECTOS DEL SISTEMA	20
1.1.1 Contenido del proyecto de Héctor Morato	20
1.1.2 Contenido del proyecto de Marcos Calvo	21
1.1.3 Contenido del proyecto de Patricia Cuenca	21
1.1.4 Contenido del proyecto de Margarita Naranjo	22
2 DESCRIPCIÓN	23
3 DIMENSIONAMIENTO	27
3.1 CARACTERÍSTICAS DEL CONVERTIDOR ELEVADOR	27
3.1.1 Turbina:	27
3.1.2 Consideraciones para el dimensionamiento:	29
3.1.2.1 Análisis matemático	33
3.1.2.1.1 Interruptor cerrado	33
3.1.2.1.2 Interruptor abierto	33
3.2 ETAPA DE POTENCIA	36
3.2.1 Definición	36
3.2.2 Dimensionamiento de los componentes del convertidor elevador	36
3.2.2.1 Consideraciones iniciales	37
3.2.2.1.1 Arquitecturas	37
3.2.2.1.2 Frecuencia de conmutación	38
3.2.2.2 MOSFET vs IGBT	38
3.2.2.2.1 MOSFET	38
3.2.2.2.2 IGBT	40



3.2.2.2.3 COMPARATIVA	42
3.2.2.3 Cálculo de pérdidas de los semiconductores	43
3.2.2.3.1 Pérdidas a 400V	43
3.2.2.3.1.1 MOSFET	43
3.2.2.3.1.2 Diodo	45
3.2.2.3.2 Pérdidas a 700V	47
3.2.2.3.2.1 MOSFET	47
3.2.2.3.2.2 Diodo	49
3.2.2.3.3 Conclusiones.....	51
3.2.2.4 Bobina.....	52
3.2.2.4.1 Determinación del tipo de núcleo	52
3.2.2.4.2 Frecuencia de conmutación	62
3.2.2.4.3 Características de la bobina:.....	63
3.2.2.5 Red snubber.....	65
3.2.2.6 Condensadores.....	67
3.2.3 Driver	69
3.2.4 Rectificador.....	70
3.2.5 Sensor de corriente	72
3.2.6 Refrigeración	73
3.2.6.1. Disipadores de placa de aluminio:.....	74
3.2.6.2. Disipadores comerciales:.....	79
3.2.6.3. Ventilador:.....	82
3.2.7 Fuente de alimentación.....	83
3.2.8 Regulador CC	83
3.2.9 Fusibles	84
3.2.10 Conectores.....	84
3.2.11 PCB.....	85
3.2.12 Caja	88



3.2.13 Derivaciones a tierra.....	90
3.3 ETAPA DE CONTROL.....	91
3.3.1 Definición.....	91
3.3.1.1 Métodos de seguimiento del Punto de Máxima Potencia (PMP).	92
3.3.2 Microcontrolador PIC16F877A	94
3.3.3 PCB.....	96
3.3.4 Programación	96
4 SIMULACIÓN.....	101
4.1 Simulación de la etapa de control	101
4.2 Simulación del MPPT con PSim	102
5 ENSAYOS.....	111
5.1 Ensayos PCB Potencia.....	111
5.3 Ensayo del sistema completo	121
5.4 Problemas.....	124
5.4.1 Ensayo de la placa de potencia.....	124
5.4.2 Ensayo del sistema completo	125
6 CONCLUSIONES.....	129
7 FUTURAS MEJORAS	131
8 PLANOS	133
8.1 Esquema Eléctrico	134
8.2 Esquema Montaje Bobina	135
8.3 Esquema Montaje Bobina (3D).....	136
8.4 Placa Potencia.....	137
8.5 Placa Potencia: Serigrafía superior	138
8.6 Placa Potencia: Serigrafía Inferior	139
8.7 Placa Potencia: Serigrafía Componentes.....	140
8.8 Placa Control.....	141
8.9 Serigrafía Caja.....	142



9 DESCRIPCIÓN Y REQUISITOS DEL SISTEMA Y SUS COMPONENTES	143
9.1 Especificaciones eléctricas y mecánicas	143
9.1.1 Etapa de potencia	143
9.1.2 Etapa de control	147
9.1.3 Soporte, protecciones y material auxiliar	149
9.2 Ensayos, verificaciones y ajustes	150
9.2.1 Dependencia de componentes externos.....	152
9.2.2 Manejo de componentes externos	152
10 CONDICIONES DE EJECUCIÓN.....	153
10.1 Legislación aplicable y jurisdicción	153
10.2 Descripción del proceso	153
10.2.1 Compra y pedido del material	153
10.2.2 Construcción del inductor	153
10.2.3 Fabricación de las placas de refrigeración.....	156
10.2.4 Fabricación de los circuitos impresos.....	156
10.2.5 Soldadura de los componentes	157
10.2.6 Programación del microcontrolador	157
10.2.7 Enganche de los disipadores	158
10.2.8 Montaje de la caja y sujeción de las PCBs	158
10.2.9 Conexión interno	158
11 PRESUPUESTO.....	159
11.1 Mediciones	159
11.2 Precios Unitarios.....	162
11.3 Precios Descompuestos.....	165
11.4 Presupuesto Parcial	173
11.5 Presupuesto General	176
12 ANEXOS.....	179
12.1 Anexo 1	179



12.2 Anexo 2	193
13.3 Anexo 3	196
12.4 Anexo 4	198
13 BIBLIOGRAFÍA	203



Esta página está en blanco intencionadamente



ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1. Esquema proyecto SPEED	20
Fig. 2. Esquema de bloques del proyecto fin de carrera de Héctor Morato	20
Fig. 3. Esquema de bloques del proyecto fin de carrera de Marcos Calvo	21
Fig. 4. Esquema de bloques del proyecto fin de carrera de Patricia Cuenca	22
Fig. 5. Diagrama de funcionamiento	23
Fig. 6. Esquema etapa de potencia.....	24
Fig. 7. Esquema etapa de control	26
Fig. 8. Curva Potencia - Tensión de la turbina eólica.....	28
Fig. 9. Curva Corriente - Tensión de la turbina eólica	28
Fig. 10. Esquema de un convertidor elevador.....	29
Fig. 11. Funcionamiento en el primer cuadrante	29
Fig. 12. Modo de Conducción Continua (MCC)	30
Fig. 13. Modo de Conducción Discontinua (MCD).....	30
Fig. 14. Circuito equivalente con interruptor cerrado (conducción).....	31
Fig. 15. Circuito equivalente con interruptor abierto (no conducción).....	32
Fig. 16. Formas de onda del convertidor elevador.....	32
Fig. 17. Variación de la relación salida-entrada respecto a “d”	34
Fig. 18. Partes de la etapa de potencia	36
Fig. 19. Arquitectura de bus de 400V	37
Fig. 20. Arquitectura de bus de 700V	37
Fig. 21. Símbolos MOSFET de acumulación.....	39
Fig. 22. Curvas de funcionamiento MOSFET de acumulación	39
Fig. 23. Símbolos MOSFET de deplexión.....	39
Fig. 24. Curvas de funcionamiento MOSFET de deplexión.....	39
Fig. 25. Estructura MOSFET de acumulación canal N.....	40
Fig. 26. Estructura física de un IGBT	41



Fig. 27. Circuito equivalente simplificado.....	41
Fig. 28. Aplicaciones de los distintos dispositivos de potencia	42
Fig. 29. Modelo de 2ª aproximación de un diodo	45
Fig. 30. Conexión de MOSFETs y diodos en paralelo.....	52
Fig. 31. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de Ferroxcube para 400V	53
Fig. 32. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de Epcos para 400V	54
Fig. 33. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de Magnetics para 400V	55
Fig. 34. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de AVX para 400V	56
Fig. 35. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de Micrometals para 400V	57
Fig. 36. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de TDK para 400V	58
Fig. 37. Comparativa de pérdidas de los núcleos E65 y P66.....	62
Fig. 38. Pérdidas y temperaturas del núcleo E65	62
Fig. 39. Esquema del enrollamiento de la bobina	64
Fig. 40. Circuito equivalente de la bobina	65
Fig. 41. Redes snubber de apagado. a) sin diodo en paralelo, b) con diodo en paralelo.....	66
Fig. 42. Red snubber de encendido	67
Fig. 43. Gráficas i_D , i_C y v_o	68
Fig. 44. Red snubber del rectificador.....	71
Fig. 45. Recta de lectura del sensor.....	72
Fig. 46. Conexiones del sensor de corriente	72
Fig. 47. Esquema térmico	73
Fig. 48. Dimensiones iniciales placa de aluminio.	75
Fig. 49. Sección de flujo de calor a través de una pared.	77
Fig. 50. Dimensiones de las placas de aluminio.	78
Fig. 51. Gráfica $V_{cc} - I_{out}$ del driver.....	79
Fig. 52. Gráfica $T^a - I_{out}$ del driver.....	80
Fig. 53. Gráfica $T^a_{unión} - V_{dif}$	81
Fig. 54. Gráfica $P_D - T^a_{ambiente}$	81



Fig. 55. A) Disposición del ventilador; B) Conexión eléctrica	82
Fig. 56. Conexionado del regulador de CC.....	83
Fig. 57. Orientación pines conector PCB	84
Fig. 58. Ancho de las pistas de potencia.....	86
Fig. 59. Dimensiones de la caja.....	88
Fig. 60. Control del convertidor elevador.....	91
Fig. 61. a) PMP para curva $I_o - d$; b) PMP para curva $P_o - V_o$	92
Fig. 62. Conexionado PIC16F877A.....	95
Fig. 63. Curva $d - V_{\text{generador}}$ y curva $P_{\text{out}} - V_{\text{generador}}$ PMP	96
Fig. 64. Valor de “d” según diferentes potencias de entrada	97
Fig. 65. Diagrama de flujo del programa de control.....	98
Fig. 66. Simulación 1 del funcionamiento de la etapa de control	101
Fig. 67. Simulación 2 del funcionamiento de la etapa de control	102
Fig. 68. Circuito equivalente de un panel fotovoltaico en PSIM.....	103
Fig. 69. Potencia vs tensión del panel fotovoltaico	103
Fig. 70. Corriente vs tensión del panel fotovoltaico.....	104
Fig. 71. Punto de máxima potencia del panel fotovoltaico	104
Fig. 72. Gráfica de generación del panel	104
Fig. 73. Pin en PSIM del panel fotovoltaico	105
Fig. 74. Circuito de simulación en PSIM.....	106
Fig. 75. P_{out} con MPPT	107
Fig. 76. V_{out} con MPPT.....	108
Fig. 77. Evolución del ciclo de trabajo en PSIM	108
Fig. 78. V_{MOSFET} en PSIM	109
Fig. 79. IMOSFET en PSIM.....	109
Fig. 80. I_{bobina} en PSIM	110
Fig. 81. I_{out} e $I_{\text{out_FA}}$	110
Fig. 82. Esquema conexionado del primer ensayo	111



Fig. 83. Esquema conexionado del segundo ensayo	112
Fig. 84. Forma de onda del PWM en el primer ensayo.	113
Fig. 85. Forma de onda del driver en el primer ensayo.....	114
Fig. 86. Corriente en la bobina en el primer ensayo (escala 1:7).	114
Fig. 87. Fluctuaciones en la IL de la bobina en el primer ensayo.	115
Fig. 88. Tensión en los MOSFETs en el primer ensayo.	115
Fig. 89. Sobreoscilaciones en la tensión de los MOSFETs en el primer ensayo.....	116
Fig. 90. VMOSFETs e IL en el primer ensayo.....	116
Fig. 91. Lectura del sensor de corriente en el primer ensayo.	117
Fig. 92. Señal de entrada rectificada en el segundo ensayo	118
Fig. 93. Corriente en la bobina en el segundo ensayo.....	119
Fig. 94. VMOSFETs e IL en el segundo ensayo.....	119
Fig. 95. Placa PICDEM2+.	120
Fig. 96. Señal PWM del PIC (izquierda) y del driver (derecha).	121
Fig. 97. Montaje del ensayo del sistema completo.	121
Fig. 98. Fotos y diagrama de la búsqueda del PMP por el algoritmo	122
Fig. 99. Tensión en los MOSFETs	123
Fig. 100. A) Rizado señal monofásica; B) Rizado señal trifásica	124
Fig. 101. Ruido en el sensor de corriente	125
Fig. 102. Ferrita y condensador del sensor de corriente.....	125
Fig. 103. Picos de tensión entre las patillas de los MOSFETs	126
Fig. 104. Rebotes de tensión en los MOSFETs.....	127
Fig. 105. Esquema del ensayo para el ajuste de la placa de potencia.....	150
Fig. 106. Esquema del ensayo para el ajuste de la placa de control	151
Fig. 107. Partes de la bobina	154
Fig. 108. Conexionado con el medidor de impedancias.....	154
Fig. 109. Circuito equivalente B seleccionado en el medidor	155
Fig. 110. Resultados del medidor de impedancias	155



Fig. 111. Software de programación de micros WinPic800.....	157
Fig. 112 Variación del coste unitario en función del tamaño del lote.....	176
Fig. 113 Resistencia del drenador-surtidor como función de la ID (a $T_J=25^{\circ}\text{C}$)	180
Fig. 114 Resistencia del diodo como función de la corriente del diodo.....	181
Fig. 115. Lectura de R_{DSon} (25°C) del data-sheet.....	183
Fig. 116. Lectura T_J/R_{DSon} del data-sheet	183
Fig. 117. Convertidor del MOSFET con una carga inductiva.....	184
Fig. 118 Transitorios de conmutación de potencia del MOSFET	185
Fig. 119 Lectura del rise time (rojo) y del fall time (azul) de la corriente del data-sheet.	186
Fig. 120 Lectura del tiempo de recuperación inversa (rojo) y recarga (azul) del data-sheet.....	186
Fig. 121 Lectura de la tensión de plateau de la data-sheet.....	187
Fig. 122 Representación en dos puntos de la capacitancia de la puerta del drenador.....	188
Fig. 123 Arquitectura del convertidor elevador	191
Fig. 124 Señales típicas del convertidor elevador.	191
Fig. 125. Fotografía conjunto 1. Caja cerrada.....	198
Fig. 126. Fotografía conjunto 2. Caja abierta	198
Fig. 127. Fotografía en planta superior. Tarjeta de potencia con circuito auxiliar de ensayo.	199
Fig. 128. Fotografía en planta inferior. Tarjeta de potencia.....	199
Fig. 129. Fotografía planta tarjeta de pruebas PICDEM2+.	200
Fig. 130. Fotografía del ensayo del sistema completo	200
Fig. 131. Fotografías de las medidas de protección antiestáticas.....	201



Esta página está en blanco intencionadamente



ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Datos de la turbina eólica	27
Tabla 2. Comparativa MOSFET – IGBT	42
Tabla 3. Fabricantes y modelos de MOSFET de 400V	43
Tabla 4. Pérdidas MOSFET a 400V	44
Tabla 5. Fabricantes y modelos de diodos de 400V	45
Tabla 6. Pérdidas diodos a 400V	46
Tabla 7. Pérdidas diodo y MOSFET seleccionados para 400V	47
Tabla 8. Fabricantes y modelos de MOSFET de 700V	47
Tabla 9. Pérdidas MOSFET a 700V	48
Tabla 10. Fabricantes y modelos de diodos de 700V	49
Tabla 11. Pérdidas diodos a 700V	50
Tabla 12. Pérdidas diodo y MOSFET seleccionados para 700V	51
Tabla 13. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de Ferroxcube para 400V	53
Tabla 14. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de Epcos para 400V	54
Tabla 15. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de Magnetics para 400V	55
Tabla 16. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de AVX para 400V	56
Tabla 17. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de Micrometals para 400V	57
Tabla 18. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de TDK para 400V	58
Tabla 19. Comparativa de los núcleos a 400V	59
Tabla 20. Selección del mejor núcleo a 400V	60
Tabla 21. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina del núcleo P66.	61
Tabla 22. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina del núcleo E65.	61
Tabla 23. Características de la bobina	63
Tabla 24. Dimensiones de la bobina	63
Tabla 25. Modelos de rectificadores	70
Tabla 26. Pérdidas de los rectificadores	70



Tabla 27. Propiedades del aire	76
Tabla 28. Capacidad de disipación de las placas	78
Tabla 29. Características del los métodos de seguimiento del PMP	93
Tabla 30. Características principales PIC16F877A	93
Tabla 31. Valores de la grafica de corriente del panel fotovoltaico	105
Tabla 32. Balance de pérdidas en el primer ensayo	117
Tabla 33. Balance de pérdidas del ensayo del sistema completo con $P_i=50W$	123
Tabla 34. Especificaciones del sistema	143



1 INTRODUCCIÓN

El desarrollo de este proyecto se engloba en un proyecto de cooperación internacional entre la Universidad Carlos III de Madrid (Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica) y la Universidad de Lyon en Francia (Departamento de Mecánica de Fluidos), llamado SPEED (Solution de Production d'Énergie Éolienne Domestique / Solución de Producción de Energía Eólica Doméstica).

El objetivo común de los dos grupos de trabajo es el desarrollo, prueba y puesta en marcha de un prototipo de molino eólico de 2kW.

Para ello, se definieron las tareas de cada grupo de trabajo de tal manera que estuvieran perfectamente ligados a las especialidades de los departamentos participantes. Dichas tareas quedaron distribuidas de la siguiente manera: en la Universidad Carlos III desarrollaríamos la parte eléctrica/electrónica del proyecto y en la Universidad de Lyon la parte aerodinámica y mecánica.

Los miembros del grupo participante en la UC3M son los siguientes:

Profesores:

Javier Sanz	Departamento de Ingeniería Eléctrica
Mónica Chinchilla	Departamento de Ingeniería Eléctrica
Andrés Barrado	Departamento de Tecnología Electrónica

Alumnos:

Gonzalo Perujo	Coordinador del proyecto SPEED
Margarita Naranjo	Simulación de la turbina eólica
Marcos Calvo	Desarrollo del convertidor CA/CC
Héctor Morato	Desarrollo del convertidor CC/CA
Patricia Cuenca	Diseño general. Obra civil. Logística

Tras barajar varias topologías de funcionamiento del sistema eléctrico se decidió desarrollar un esquema de funcionamiento como el que se muestra en la figura 1.

A grandes rasgos se trata de rectificar la tensión de la máquina y elevar su tensión de continua hasta un valor de tensión específico de funcionamiento del inversor. Para ello se emplea un convertidor continua / continua elevador. En el control se programa un seguidor de máxima potencia de salida del inversor que gracias a la modificación del ciclo de trabajo del convertidor CC/CC optimizará el modo de funcionamiento de todo el sistema para hacerlo funcionar a potencia máxima, teniendo en cuenta que la máquina trabaja en todo momento a régimen variable y éste será función de la velocidad del viento.

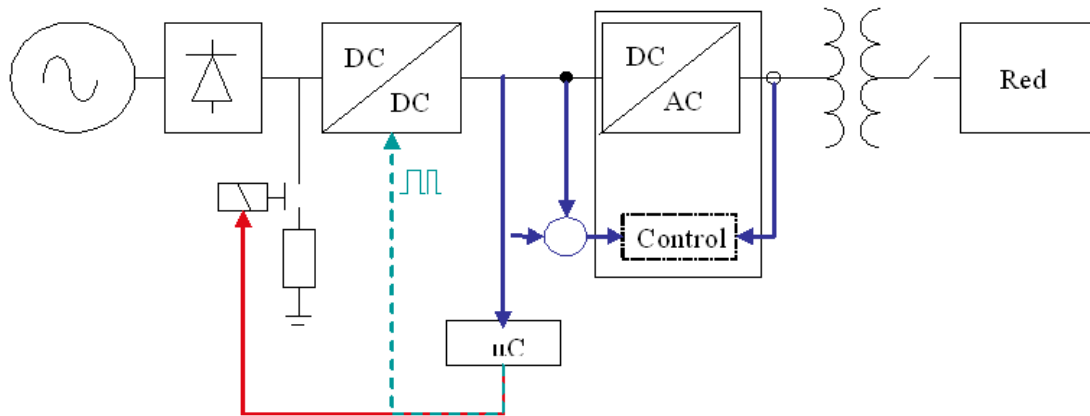


Fig. 1. Esquema proyecto SPEED

1.1 SUBPROYECTOS DEL SISTEMA

Se describirá la parte correspondiente a cada miembro de la Universidad Carlos III en el proyecto SPEED.

1.1.1 Contenido del proyecto de Héctor Morato

El contenido del proyecto fin de carrera correspondiente a Héctor Morato es el siguiente:

- Simulación general del sistema
- Simulación e implementación en "Simulink" del control vectorial.
- Dimensionado del inversor (U_{dc} , límites de funcionamiento)
- Puesta en marcha del inversor y circuitos adicionales (ctos. de control, transformador, etc.)
- Control de la resistencia de frenado
- Coordinación con el convertidor CC/CC, secuencia de arranque.

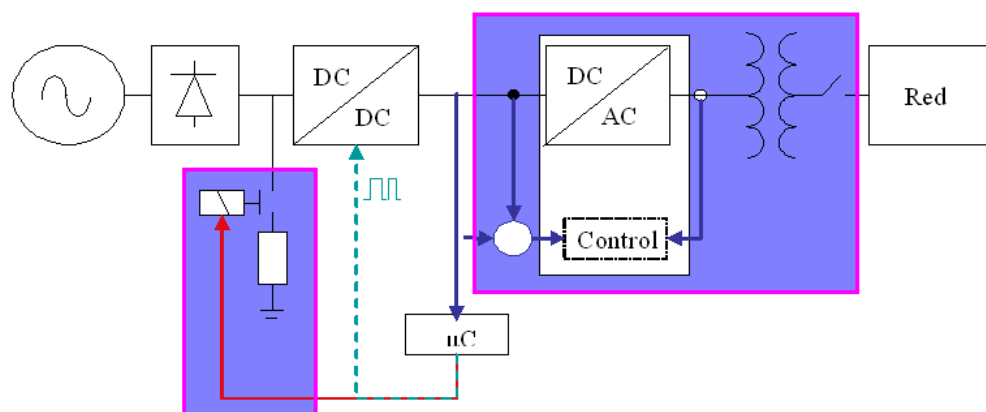


Fig. 2. Esquema de bloques del proyecto fin de carrera de Héctor Morato

1.1.2 Contenido del proyecto de Marcos Calvo

El contenido del proyecto fin de carrera correspondiente a Marcos Calvo es el siguiente:

- Cálculo de los parámetros de la etapa de potencia del convertidor CC/CC
- Dimensionamiento de los componentes
- Diseño de la PCB de potencia y de control
- Programación del micro para la implementación del MPPT
- Simulaciones
- Ensayos
- Comparación de resultados
- Conclusiones

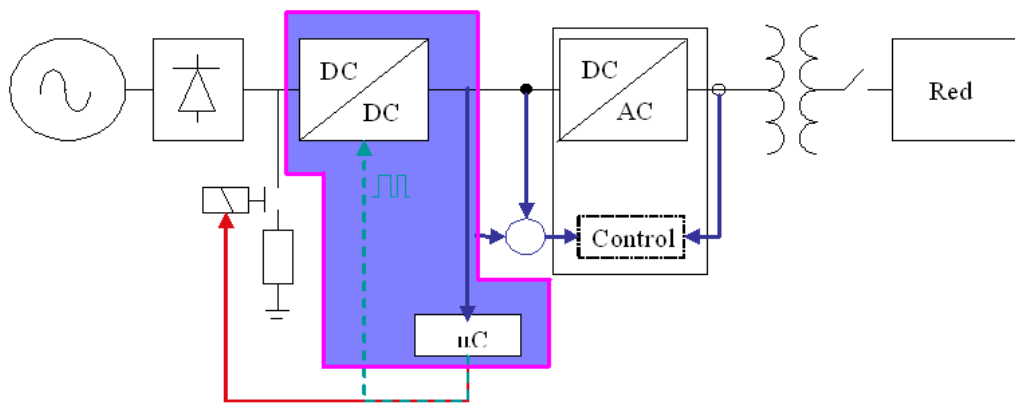


Fig. 3. Esquema de bloques del proyecto fin de carrera de Marcos Calvo

1.1.3 Contenido del proyecto de Patricia Cuenca

El contenido del proyecto fin de carrera correspondiente a Patricia Cuenca es el siguiente:

- Diseño general (conceptual) de la instalación: filosofía, potencia, evaluación del recurso eólico, etc.
- Descripción funcional de los diferentes subsistemas: generador, rectificador, convertidor, inversor, control, protecciones.
- Dimensionado de subsistemas:
 - Generador síncrono (ingeniería inversa)
 - Rectificador (Cálculo y especificaciones y pedido)
 - Armario de control y maniobra (Cálculo y especificaciones y pedido)
 - Acometida y conexión trifásica a la red
 - Alimentaciones auxiliares, si procede
- Obra civil: cimentación, mástil, etc.
- Logística, compras, etc.

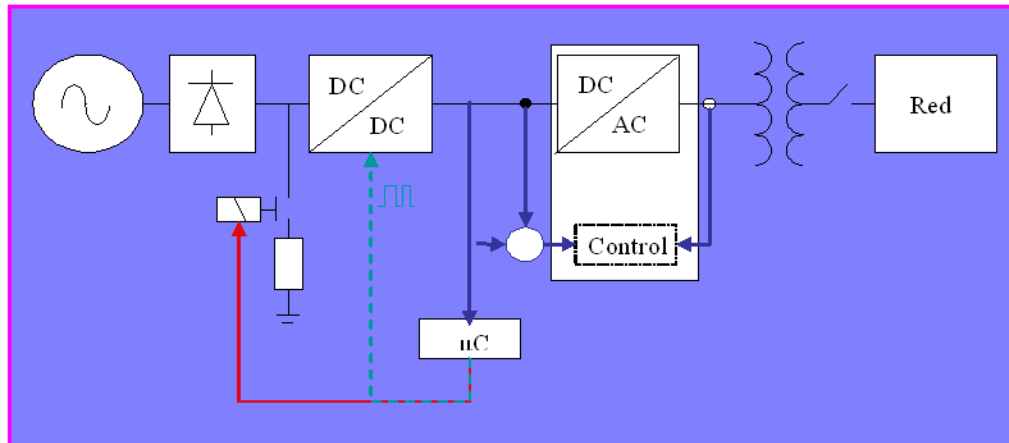


Fig. 4. Esquema de bloques del proyecto fin de carrera de Patricia Cuenca

1.1.4 Contenido del proyecto de Margarita Naranjo

Su participación se centra a un proyecto fin de carrera que incluyera el programa de ordenador que simula la turbina y genera la señal de control (consigna de par) del variador de velocidad del motor de cc, con el fin de emular las perturbaciones del viento real. Implementación en la bancada.

2 DESCRIPCIÓN

El esquema de funcionamiento del sistema completo es el siguiente:

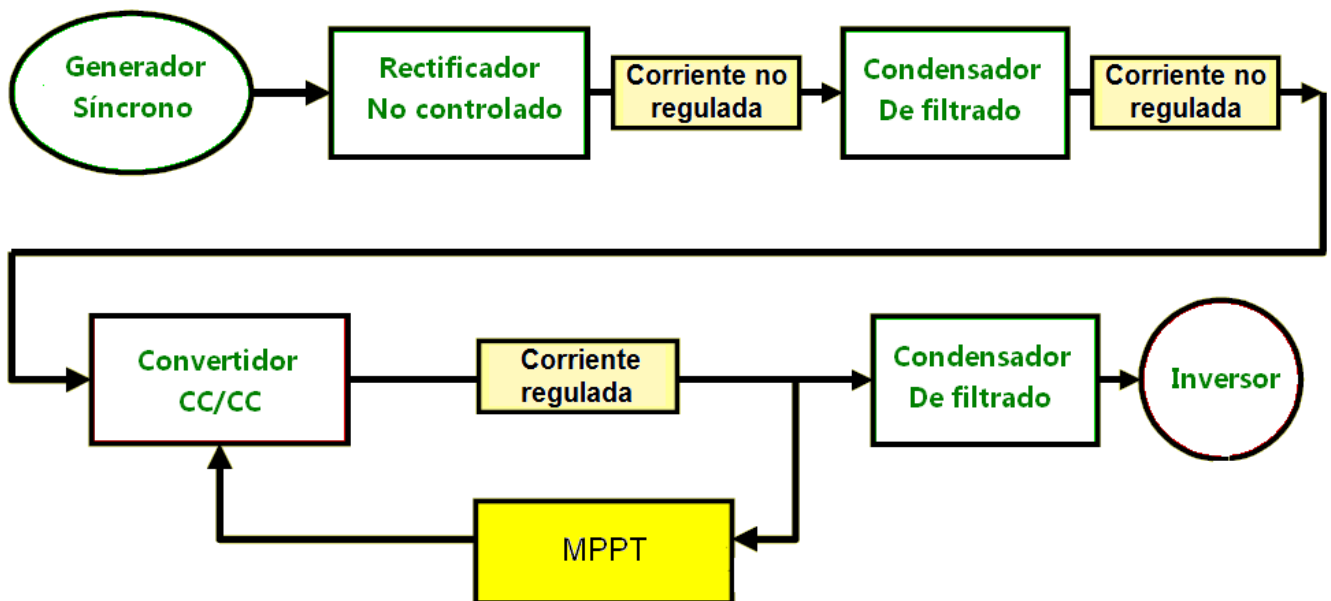


Fig. 5. Diagrama de funcionamiento

La producción eléctrica se obtiene mediante un generador síncrono. Dicha producción se rectifica y se obtiene una señal pulsante continua de tensión y corriente no regulada. Después de pasar por un condensador de filtrado se convierte en una señal constante no regulada. Posteriormente mediante un convertidor elevador CC/CC (boost) controlado por una señal PWM generada por un microcontrolador que incorpora un control MPPT se regula la corriente de salida. Por último se inyecta la corriente al inversor. La tensión del bus, a la salida del convertidor CC/CC, la impone dicho inversor, por lo que únicamente se actúa sobre la intensidad.

A continuación se describen las etapas que componen el equipo objeto de PFC así como su funcionamiento:

- Etapa de potencia
- Etapa de control

Etapas de potencia

Caracterizada por un rectificador (convertidor CA/CC) y un convertidor elevador (convertidor CC/CC). Los elementos que la compone son:

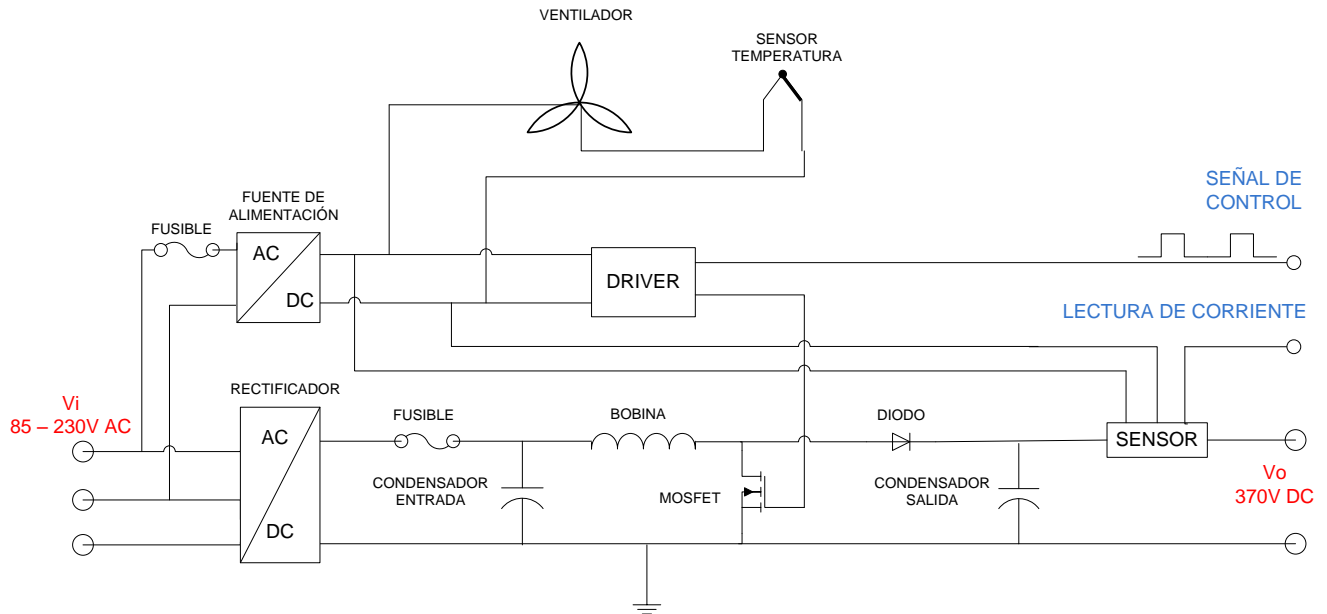


Fig. 6. Esquema etapa de potencia

El convertidor elevador o troceador CC es un dispositivo cuyo valor de tensión de salida es superior al de entrada. El principio básico del convertidor consiste en dos estados distintos dependiendo del estado del interruptor. Dicho interruptor es un transistor. Cuando el transistor esté cerrado la bobina almacena energía de la fuente a la vez que el condensador de salida alimenta a la carga. Cuando está cerrado, el único camino para la corriente es a través del diodo hacia la carga y el condensador de salida.

En un interruptor real se producirán pérdidas, porque la tensión en el interruptor no será cero cuando conduzca, además de las pérdidas de conmutación de pasar por la región lineal de un estado a otro. Dichas pérdidas se analizan posteriormente en este documento para poder seleccionar los componentes que mejor cumplan con los requerimientos del sistema, tanto en pérdidas como en frecuencia de conmutación.

Se trata de un convertidor elevador porque la tensión de salida es superior a la tensión de entrada, es decir, con una entrada de 85 – 230V de corriente alterna trifásica la rectifica y la eleva a 370V de corriente continua.



Para el dimensionamiento de esta etapa es necesario determinar las características de los componentes que lo forman. Estos son:

- Bobina: Pérdidas, el tipo de núcleo, tipo de cable, N° de espiras, inductancia, Gap, incremento de temperatura.
- MOSFET: Frecuencia de conmutación, pérdidas de conducción y de conmutación, tensión y corriente máxima, incremento de temperatura.
- Driver: Para MOSFET de canal N, corriente de disparo, incremento de temperatura.
- Diodo: Pérdidas de conducción y de conmutación, tensión y corriente máxima, incremento de temperatura.
- Rectificador: Pérdidas de conducción, tensión y corriente máxima, incremento de temperatura.
- Condensadores: Tensión de rizado máxima, capacidad, tensión y corriente máxima y eficaz, incremento de temperatura.
- Fuente de alimentación: Potencia, tensión de entrada y de salida.
- Sensor de corriente: Tensión y corriente máxima, precisión.
- Regulador CC: Tensión de salida y corriente máxima.
- Refrigeración: Energía a disipar, selección de disipadores.
- Fusibles: Corriente máxima y tiempo de actuación.
- Componentes pasivos: Condensadores y resistencias auxiliares.
- Conectores: Selección de los conectores de potencia y control, corriente y tensión máxima.
- PCBs: Diseño de las placas de circuito impreso.
- Caja: Dimensiones, material.

Etapas de control

La tensión de salida del convertidor CC/CC impone el inversor. Nosotros controlaremos la corriente mediante un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT o PMP) que programaremos en un microcontrolador.

La forma que tiene el convertidor de elevar o disminuir la corriente de salida y obtener el punto de máxima potencia es controlando el ciclo de trabajo. Para ello, es necesaria una señal de modulación de ancho de pulso (PWM) que maneje al interruptor permitiendo el control y regulación de la corriente de salida.

En nuestro caso utilizaremos un microcontrolador como generador de pulsos, cuyo valor de ciclo de trabajo se determina gracias a la lectura de la corriente de salida. Además, se implementará un algoritmo de MPPT mediante programación.

El esquema de la etapa de control es el siguiente:

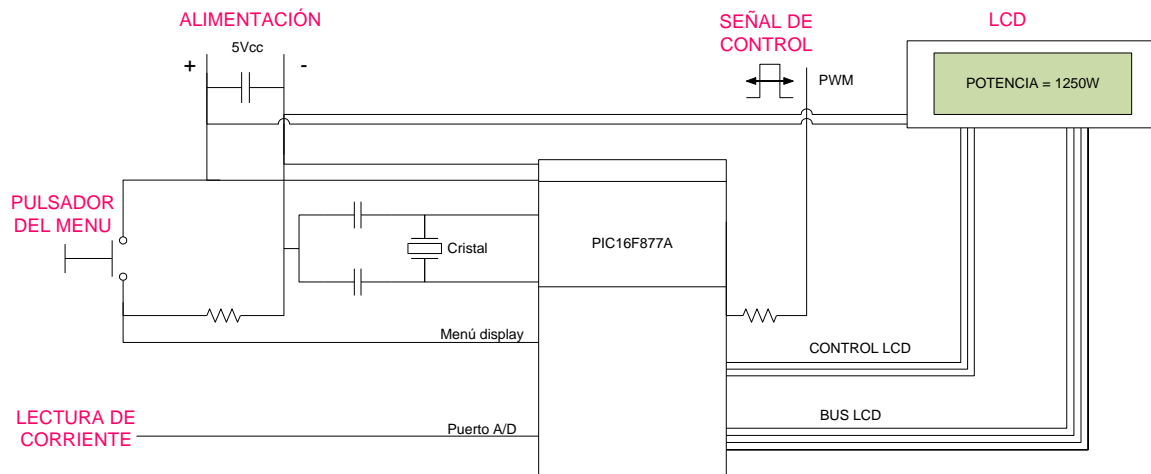


Fig. 7. Esquema etapa de control

3 DIMENSIONAMIENTO

El diseño de los equipos de conversión de potencia precisa de numerosas disciplinas de la ingeniería. La electrónica de potencia incluye aplicaciones de la teoría de circuitos, la teoría de control, electrónica, electromagnetismo, microprocesadores (para el control) y transferencia de calor. Los avances conseguidos en la capacidad de conmutación de los semiconductores, combinados con el interés de mejorar el rendimiento y las prestaciones de los dispositivos eléctricos han convertido a la electrónica de potencia en un área de la ingeniería electrónica de rápido crecimiento.

En este apartado se desglosarán los aspectos técnicos y matemáticos de los conceptos anteriormente mencionados:

3.1 CARACTERÍSTICAS DEL CONVERTIDOR ELEVADOR

Se definirán en este apartado las características que se requieren del convertidor y bajo las cuales se dimensionarán todos los componentes que lo forma.

3.1.1 Turbina:

La máquina es un generador síncrono de imanes permanentes, cuyo control ha sido simplificado. El acoplamiento del rotor es directo sin necesidad de multiplicadora, reduciendo la parte mecánica del conjunto y su mantenimiento.

La turbina la proporcionó el fabricante SOLENER. No se ha podido acceder a las medidas reales de la máquina, por consiguiente se trabajará sobre unos valores interpolados de una máquina de potencia inferior. Los datos son los siguientes:

Tensión AC (Veficaz)	Ptur_max (kW)	Ptur_max (W)	Corriente CC (A)
68,46	0,01	13,9	0,20
102,68	0,05	46,8	0,46
136,91	0,11	110,8	0,81
171,14	0,22	216,5	1,27
205,37	0,37	374,1	1,82
239,59	0,59	594,0	2,48
273,82	0,89	886,7	3,24
308,05	1,26	1262,5	4,10
342,28	1,73	1731,8	5,06

Tabla 1. Datos de la turbina eólica

En las figuras 8 y 9 se presenta una representación gráfica de la tabla 1:

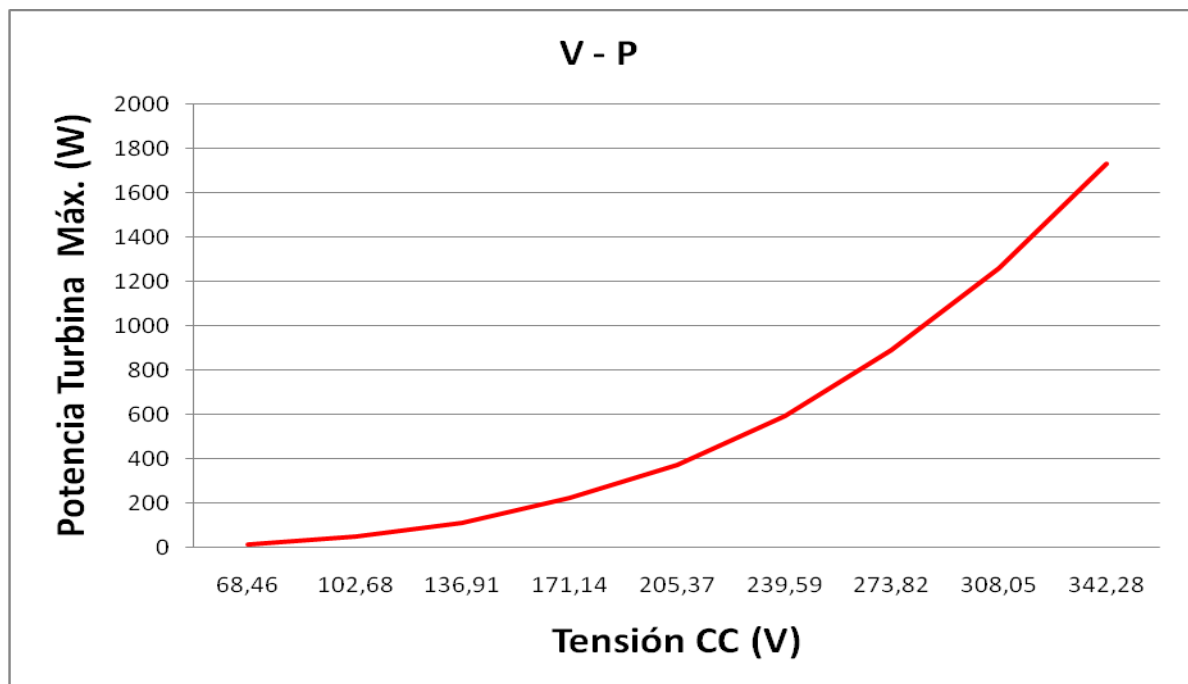


Fig. 8. Curva Potencia - Tensión de la turbina eólica

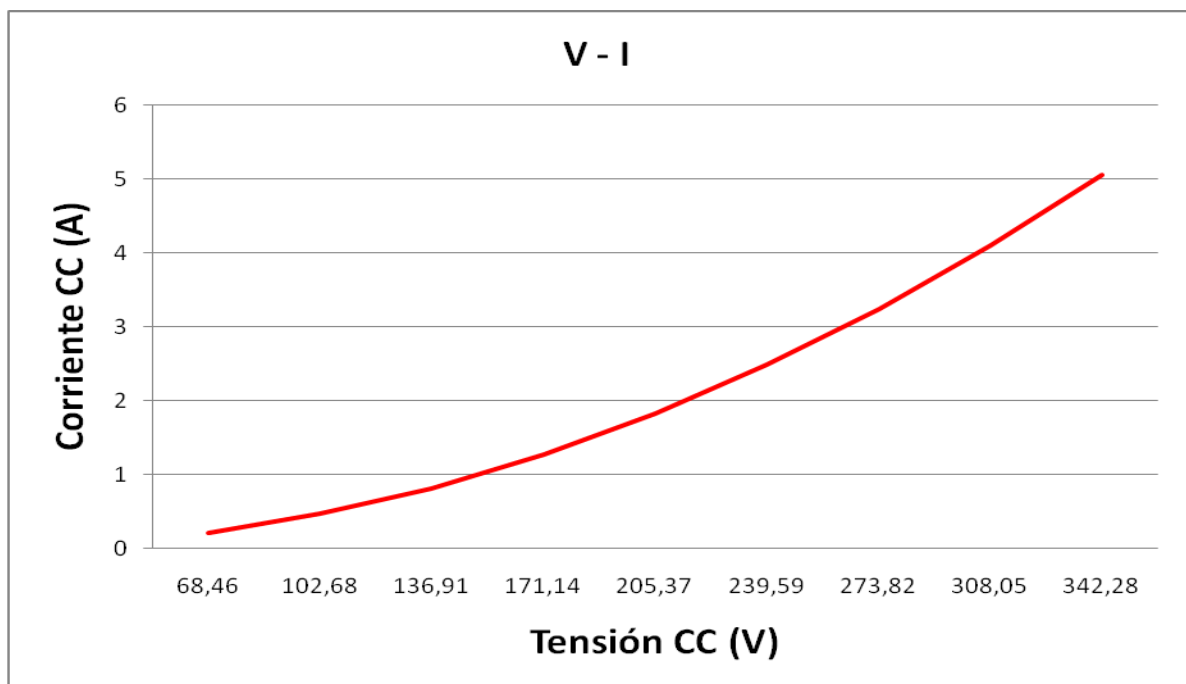


Fig. 9. Curva Corriente - Tensión de la turbina eólica

Estas tablas son importantes para la selección de los componentes y la implementación del algoritmo de control.

3.1.2 Consideraciones para el dimensionamiento:

Según los datos anteriores la potencia máxima del generador es de 1,73kW por lo que se toma como referencia 2kW para los cálculos del convertidor elevador (convertidor CC/CC conmutado).

El esquema de un convertidor elevador es el siguiente:

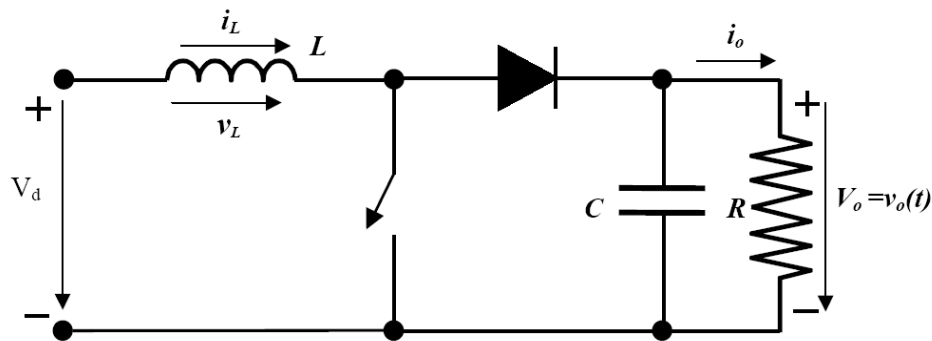


Fig. 10. Esquema de un convertidor elevador

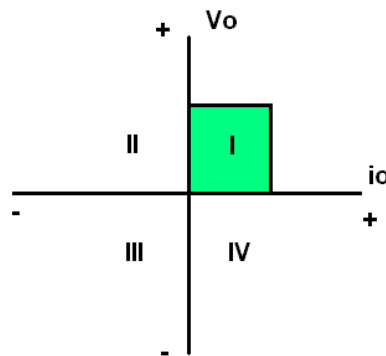


Fig. 11. Funcionamiento en el primer cuadrante

Este convertidor funciona en el primer cuadrante. Por tanto, la corriente que circula por la carga es positiva al igual que la tensión. Al trabajar en un único cuadrante, ni la tensión ni la intensidad pueden modificar su sentido.

Al ser un regulador conmutado tiene dos periodos de funcionamiento: intervalo de “conducción” e intervalo de “no conducción” del interruptor.

A su vez tiene dos modos de funcionamiento: en Modo de Conducción Continua (MCC) y Modo de Conducción Discontinua (MCD):

- MCC: La intensidad que fluye por la bobina fluctúa entre unos valores máximo y mínimo, pero nunca llega a anularse (figura 12). Esto, como se verá más adelante, se debe a la relación entre el tiempo en el que el interruptor se encuentra cerrado, y el tiempo necesario para que la bobina descargue totalmente la energía almacenada previamente.

En el circuito que nos ocupa, para asegurar un régimen continuado, el interruptor deberá estar bloqueado un intervalo de tiempo que permita a la intensidad en la bobina no alcanzar el valor cero. De este modo, al comenzar el siguiente periodo la intensidad en la bobina podrá partir de un valor inicial $I_{L(MIN)}$ distinto de cero.

- MCD: La intensidad en la bobina se hace nula en un momento determinado a lo largo del Toff del convertidor (Toff es el periodo de tiempo en el que el interruptor está abierto). El tiempo que permanece abierto el interruptor es mayor que el tiempo que puede estar la bobina cediendo energía, con lo que al iniciarse el siguiente periodo la intensidad en la bobina partirá de cero (figura 13).

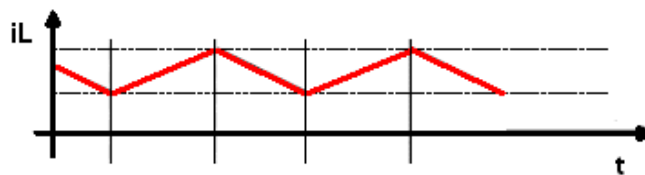


Fig. 12. Modo de Conducción Continua (MCC)

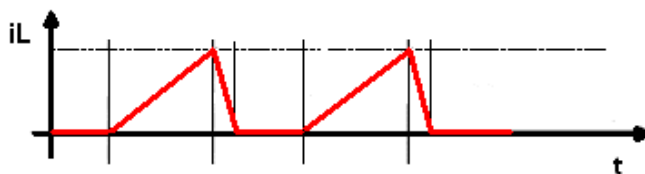


Fig. 13. Modo de Conducción Discontinua (MCD)

Se realizarán los cálculos para el Modo de Conducción Continua (MCC).

Para realizar el análisis de funcionamiento del circuito mostrado se asume lo siguiente:

- El circuito opera en régimen permanente
- El período de conmutación es T y el interruptor está cerrado (T_{on}) por un período de tiempo DT y está abierto (T_{off}) el resto del tiempo $(1-D)T$
- La corriente de la bobina nunca es cero (MCC)
- El condensador es muy grande, por lo que la tensión de salida se mantiene constante. Posteriormente se calculará el rizado máximo permisible y la capacidad del condensador que necesitamos.
- Los componentes son ideales. Cuando se analicen los componentes uno a uno, se verá la “no idealidad” de los componentes y se analizarán sus pérdidas y fluctuaciones.

Las condiciones iniciales para el cálculo del convertidor son:

- $V_i = 340V$
- $V_o = 370V$
- $P_o = 2000W$
- $F = 20kHz$. Posteriormente se realizará un estudio de pérdidas de conmutación para diferentes frecuencias.

Cuando el interruptor está cerrado ($0 < t < T_{on}$), toda la tensión de la fuente primaria V_e se aplica sobre la bobina (figura 14), lo que provoca que la corriente circulante por la misma aumente, almacenando en la bobina energía durante este intervalo. Si el interruptor se abre ($T_{on} < t < T$), se fuerza una tensión en la bobina correspondiente a la diferencia entre la tensión de entrada V_e y la tensión de la carga V_o (figura 15). Al mismo tiempo, la energía almacenada previamente por la bobina se transfiere al condensador de salida y a la carga a través del diodo, obligando a la corriente a disminuir.

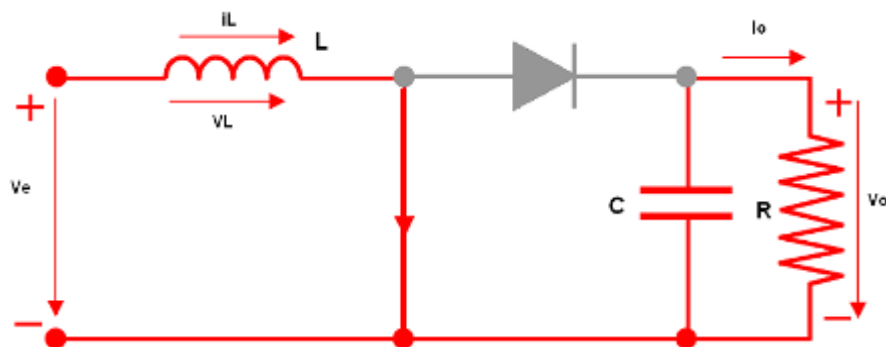


Fig. 14. Circuito equivalente con interruptor cerrado (conducción)

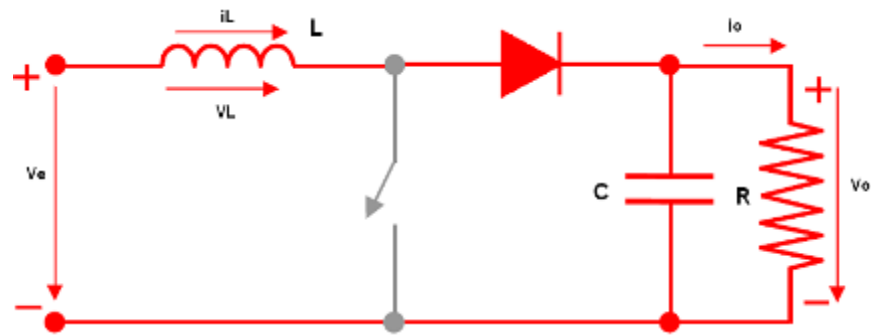


Fig. 15. Circuito equivalente con interruptor abierto (no conducción)

Según lo descrito las formas de onda de tensión y corriente del convertidor para los intervalos descritos son las representadas en la figura 16:

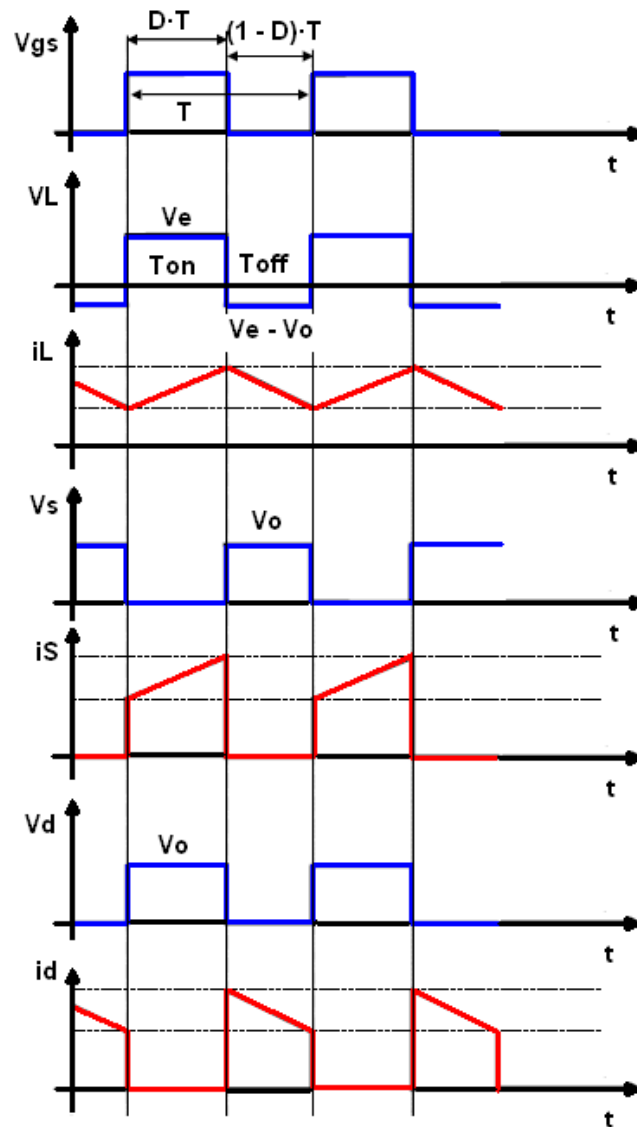


Fig. 16. Formas de onda del convertidor elevador

3.1.2.1 Análisis matemático

3.1.2.1.1 Interruptor cerrado

Cuando el interruptor se cierra (figura 14) la tensión que cae en extremos de la bobina obedece a la siguiente expresión:

$$V_e = v_L = L \frac{di}{dt} \quad \text{Ec. 1}$$

Integrando esta ecuación entre 0 y T_{on} (para dt), y desde I_{MIN} hasta I_{MAX} (para di), se puede decir:

$$\Delta I = I_{L(MAX)} - I_{L(MIN)} = \frac{V_e}{L} T_{on} \quad \text{Ec. 2}$$

3.1.2.1.2 Interruptor abierto

Al abrirse el interruptor el circuito queda configurado como se muestra en la figura 15. Por lo tanto, la tensión en la carga será:

$$V_o = V_e + v_L = V_e + L \frac{di}{dt} \quad \text{Ec. 3}$$

Como el incremento de la intensidad circulante por la bobina durante el T_{on} del convertidor es idéntico al decremento de la misma durante el T_{off} del mismo, entonces, ayudándonos de la relación Ec. 2:

$$V_o = V_e + L \frac{\Delta I}{T_{off}} = V_e \left(1 + \frac{T_{on}}{T_{off}} \right) \quad \text{Ec. 4}$$

Operando se tiene que la tensión en la carga es:

$$V_o = V_e \frac{1}{1-d} \quad \text{Ec. 5}$$

Siendo:

$$d = \frac{T_{on}}{T} \quad \text{Ec. 6}$$

De la Ec. 5 se deducen las siguientes consecuencias:

- a) La mínima tensión de salida se corresponde con un ciclo de trabajo nulo, es decir:
 $d = 0 \Rightarrow V_o = V_e$
- b) La tensión en la carga se puede incrementar variando el ciclo de trabajo.
- c) La máxima tensión de salida se obtiene para $d = 1$.

Con respecto a esta última cabe decir que el interruptor no puede cerrarse y abrirse continuamente para que el ciclo de trabajo se equipare a la unidad. Para valores de ciclo cercanos a la unidad, la tensión de salida aumenta considerablemente, siendo al mismo tiempo muy sensible a las variaciones de d , según se muestra en la figura 17.

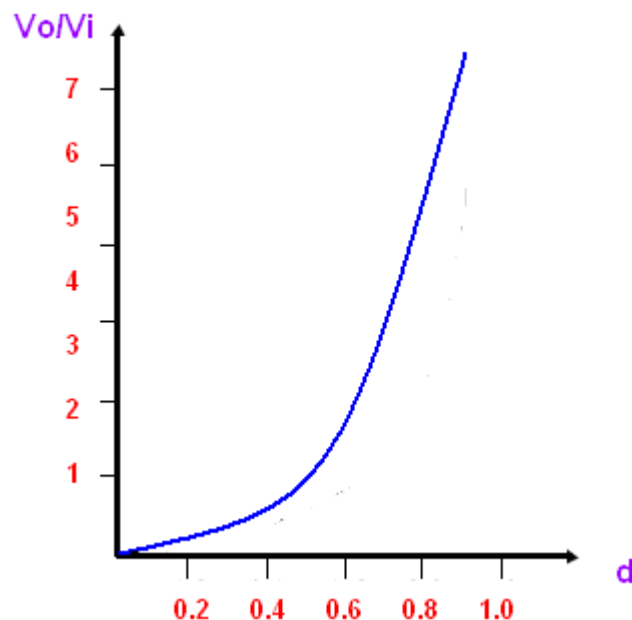


Fig. 17. Variación de la relación salida-entrada respecto a “d”



- Tensión media en la carga:

Si se coloca un condensador lo suficientemente grande en paralelo con la carga, la tensión en ésta se mantendrá prácticamente constante e igual a su valor medio. Para carga constante la corriente también será constante.

- Cálculos:

Una vez explicadas las ecuaciones matemáticas que se van a usar y descritas las condiciones iniciales, se necesita calcular los siguientes parámetros:

- Ciclo de trabajo
- Corriente media de salida
- Resistencia efectiva de la carga

- Ciclo de trabajo mínimo y máximo:

$$V_o = V_e \frac{1}{1-d} \Rightarrow d = 1 - \frac{V_e}{V_o} \quad \text{Ec. 7}$$

$$V_o = 1 - \frac{340}{370}$$

$$d = 0,081$$

$$V_o = 1 - \frac{85}{370}$$

$$d = 0,770$$

- Valor máximo de la corriente media de salida:

$$P_o = V_o \cdot I_o \Rightarrow I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{2000}{370} \quad \text{Ec. 8}$$

$$I_o = 5,41A$$

- Resistencia efectiva de la carga:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} = R_o \cdot I_o^2 \Rightarrow R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{370^2}{2000} \quad \text{Ec. 9}$$

$$R_o = 68,45\Omega$$

3.2 ETAPA DE POTENCIA

3.2.1 Definición

Esta etapa se encarga de elevar la tensión hasta los 370V. Como ya se comentó anteriormente está caracterizada por un rectificador no controlado (convertidor CA/CC) y un convertidor elevador (convertidor CC/CC), pero también incorpora los elementos de refrigeración y de medida.

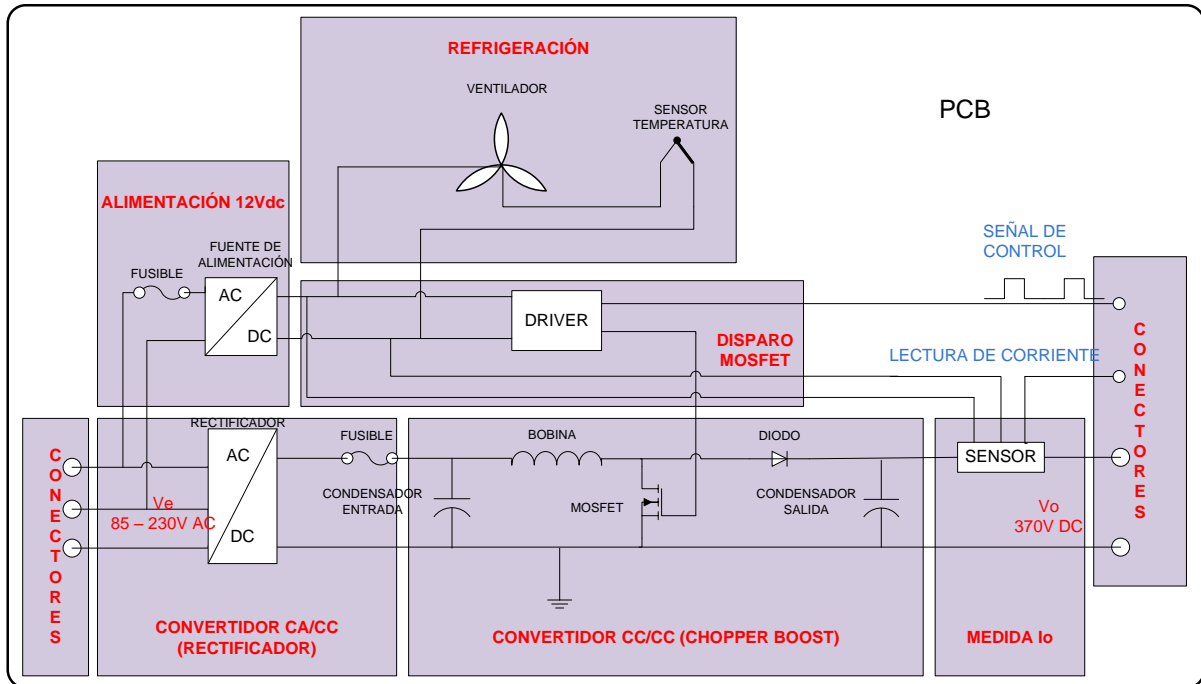


Fig. 18. Partes de la etapa de potencia

En esta parte se determinará la frecuencia de conmutación y se dimensionará y seleccionará los elementos que la componen.

3.2.2 Dimensionamiento de los componentes del convertidor elevador

En esta parte se definirá y dimensionarán los siguientes dispositivos:

Interrupción electrónica

Un interruptor electrónico se caracteriza por tener dos estados, activado (ON) y desactivado (OFF). Lo que idealmente se corresponde con un cortocircuito y un circuito abierto respectivamente. Estos dispositivos son muy interesantes debido a las pérdidas relativamente bajas de conmutación en el dispositivo. Los dispositivos reales absorben algo de potencia cuando están en conducción y cuando tienen lugar las transiciones entre los estados de conducción y no conducción.

Diodo

Los diodos de potencia son los dispositivos encargados de la transferencia de energía de la bobina a la carga de salida.

Bobina

La tensión de entrada se aplica en la bobina en el intervalo de conducción del interruptor, lo que provoca que la corriente circulante por la misma aumente, almacenando energía en forma de campo magnético y, así cederla en el intervalo de no conducción del interruptor.

Condensadores

Tenemos dos condensadores, uno a la entrada y otro a la salida. El de entrada filtra la corriente pulsante que sale del rectificador, mientras que el de salida proporciona una tensión prácticamente constante a la carga.

3.2.2.1 Consideraciones iniciales

3.2.2.1.1 Arquitecturas

Las arquitecturas dependen del funcionamiento del inversor. Tenemos dos circuitos para analizar:

- Bus de 400V CC (se realizará el estudio para 400V y no para 370V): según esta arquitectura, después del inversor se tendría que acoplar un transformador para elevar la tensión antes de inyectar a la red.

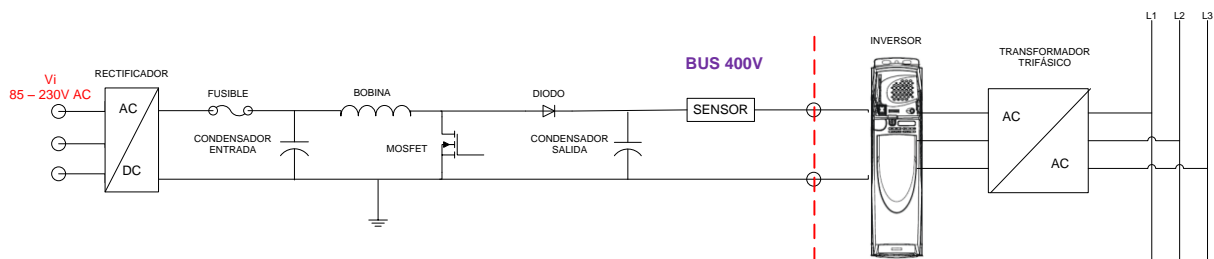


Fig. 19. Arquitectura de bus de 400V

- Bus a 700V CC: con este conexionado se ahorra el transformador, pero la tensión es muy alta y habría que analizar las pérdidas y habría que analizar las pérdidas y el impacto sobre la selección de los componentes.

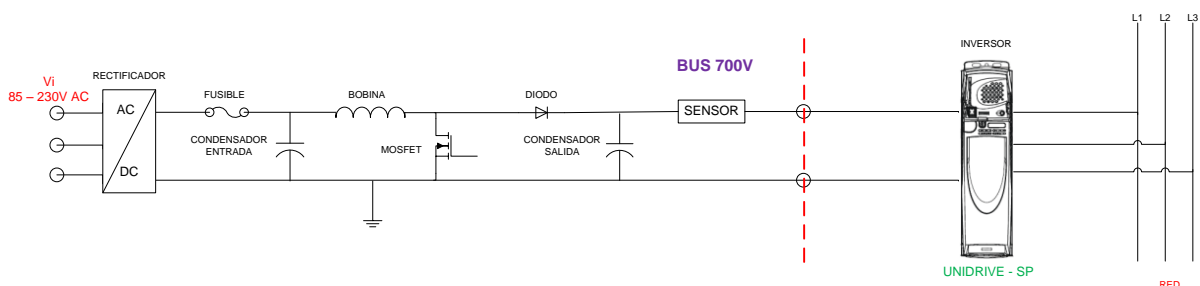


Fig. 20. Arquitectura de bus de 700V

Independientemente de que la tensión de funcionamiento del Unidrive sea de 370 – 400V, se analizarán las pérdidas para las dos opciones y se determinará cuál es la mejor.



3.2.2.1.2 Frecuencia de conmutación

La frecuencia de conmutación determina el tipo de conmutador y el tamaño de la bobina. A su vez influye de forma determinante en las pérdidas de conmutación y conducción.

La frecuencia no puede ser demasiada baja, ya que la bobina sería enorme, ni tampoco muy alta, porque las pérdidas de conmutación serían inasumibles.

Por lo tanto el análisis de los componentes posteriormente expuestos se realizará en un rango de 5 a 100kHz centrándonos en el intervalo de 15 a 30kHz.

3.2.2.2 MOSFET vs IGBT

Los semiconductores de potencia se han extendido durante las últimas décadas a una amplia gama de aplicaciones. Esta extensión ha sido consecuencia del continuo y rápido desarrollo de la tecnología de semiconductores de potencia, que ha conseguido dispositivos muy potentes, efectivos y fáciles de usar.

Antes de dimensionar los dispositivos de conmutación debemos tener en consideración la familia de componentes que analizaremos. Los usados para los convertidores CC/CC de esta potencia son los MOSFETs y los IGBTs.

3.2.2.2.1 MOSFET

El Transistor de Efecto de Campo Metal-Óxido-Semiconductor (MOSFET) trabaja sobre el principio de que una tensión aplicada a la capa metálica (capa metal-óxido en la puerta) modula la conductancia del semiconductor subyacente, que a su vez modula el flujo de corriente entre los contactos óhmicos (drenador y surtidor). Ésta capa se utiliza como condensador de capacidad variable con la tensión aplicada entre metal y semiconductor.

Existen dos familias de MOS dependiendo de si tienen formado un canal semiconductor o no, y a su vez se dividen en canal N o canal P.

- MOSFET de acumulación (de enriquecimiento). Tienen que formar un canal semiconductor entre drenador y surtidor. Fig. 21 y 22.
 - Canal N
 - Canal P
- MOSFET de depleción (de empobrecimiento). Tienen formado un canal semiconductor entre drenador y surtidor. Fig. 23 y 24.
 - Canal N
 - Canal P

Los MOSFET de potencia son verticales (no de difusión planar) y suelen ser de acumulación y canal N.

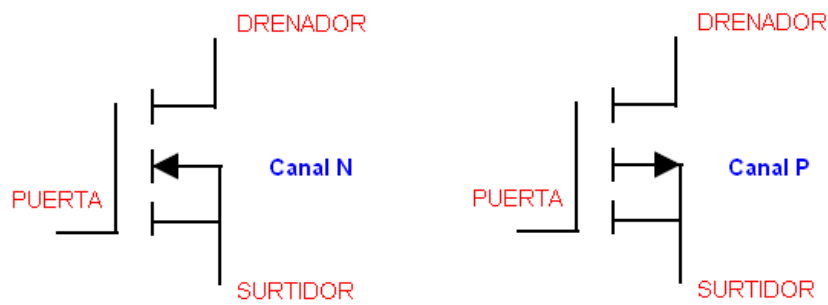


Fig. 21. Símbolos MOSFET de acumulación

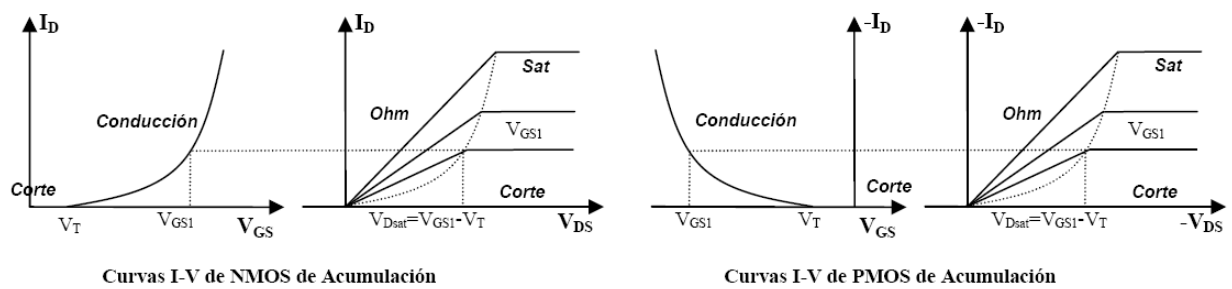


Fig. 22. Curvas de funcionamiento MOSFET de acumulación

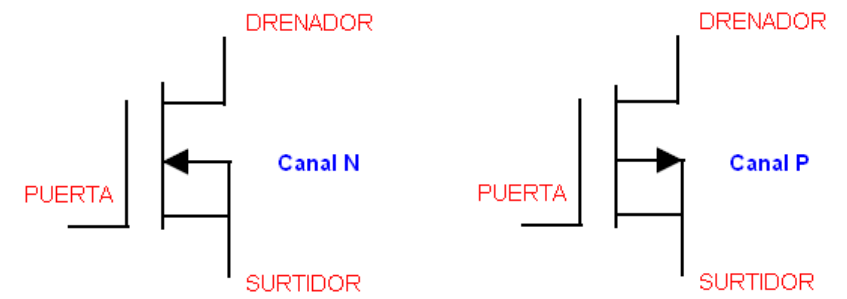


Fig. 23. Símbolos MOSFET de depleción

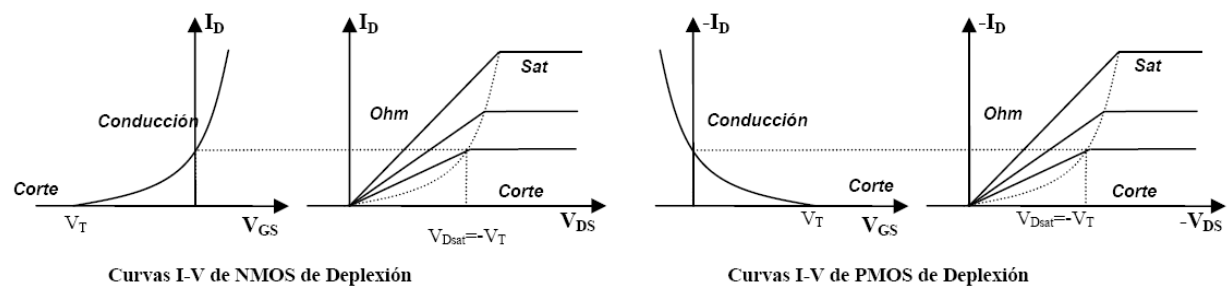


Fig. 24. Curvas de funcionamiento MOSFET de depleción

Funcionamiento:

Se analizará al MOSFET de acumulación de canal N en su funcionamiento como conmutador electrónico, es decir, cuando al partir de un punto de funcionamiento estático se desplaza bruscamente su funcionamiento hacia otro punto suficientemente alejado del primero como para que durante el transitorio de un estado a otro no sea válido un análisis lineal.

En este transistor (figura 25) se tiene que crear el canal N+ en medio del sustrato P+. Si la tensión en la puerta es menor que V_T (según se muestra en la figura 22), el transistor está en corte, ya que no fluye corriente hacia el drenador debido a que la unión drenador-sustrato está polarizado en inversa.

Cuando la tensión puerta-drenador iguala a la tensión umbral V_T , la anchura del canal en el extremo del drenador se hace cero y la corriente entre drenador y surtidor fluye. Para posteriores incrementos de la tensión V_{DS} , la I_D es constante por lo que estamos en la región de saturación.

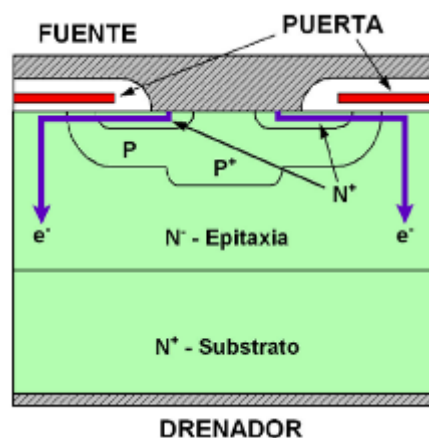


Fig. 25. Estructura MOSFET de acumulación canal N

Características:

Los MOSFET son dispositivos controlados por tensión, requieren muy poca potencia de excitación de puerta, y sus parámetros son menos sensibles a la temperatura de la unión.

No tienen problema de segunda avalancha, y no necesitan voltaje negativo de puerta durante el apagado.

Pero tienen problemas de descargas electrostáticas, así como gran dificultad para su protección bajo condiciones de falla por cortocircuito.

3.2.2.2.2 IGBT

Los IGBT, donde se combinan las ventajas de los BJT y los MOSFET, son dispositivos controlados por tensión, y tienen una baja tensión de caída en conducción, similar al de los BJT.

La estructura del IGBT es similar al un MOSFET de canal n, una porción de la estructura es la combinación de regiones N+ , P y N- que forman el MOSFET entre el surtidor y la puerta con la región de flujo N- que es el drenador del MOSFET. Otra parte es la combinación de 3 capas P+ N- P, que crea un transistor de unión bipolar entre el drenador y el surtidor. La región P actúa como colector, la región N- actúa como la base y la región P+ actúa como el emisor de un transistor PNP. Entre el drenador y el surtidor existen 4 capas P+ N- P N+ que forman un tiristor. Este tiristor es parásito y su efecto es minimizado por el fabricante del IGBT.

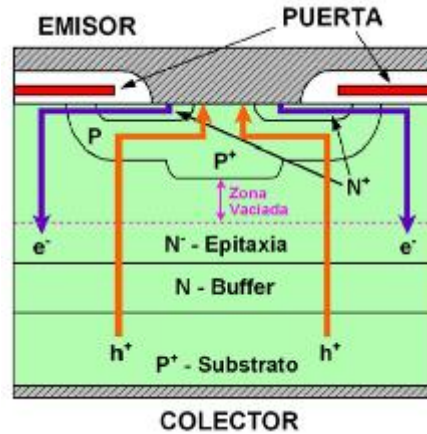


Fig. 26. Estructura física de un IGBT

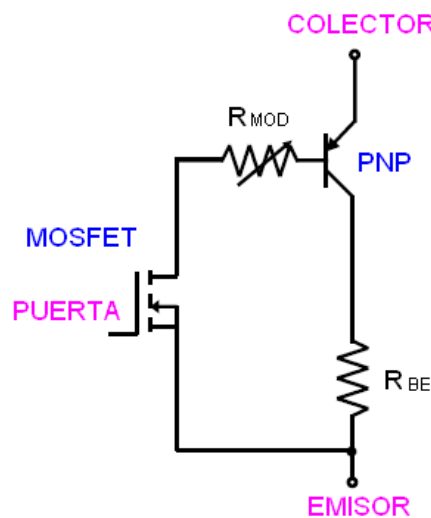


Fig. 27. Circuito equivalente simplificado

Funcionamiento:

Consideremos que el IGBT se encuentra bloqueado inicialmente. Esto significa que no existe ninguna tensión aplicada en la puerta. Si se aplica una tensión V_{GE} , el IGBT se enciende inmediatamente ya que la corriente I_c empieza a circular y el voltaje V_{GE} va desde el valor de bloqueo hasta cero (idealmente). La corriente I_c persiste para el tiempo t_{ON} en el que la señal en la puerta es aplicada. Para encender el IGBT, el colector debe estar polarizado positivamente con respecto al emisor. La señal de encendido es una tensión positiva V_{GE} que se aplicada a la puerta.

EL IGBT se apaga simplemente eliminando la señal de tensión V_{GE} de la puerta.

Características:

No tiene problema de avalancha secundaria. Tiene una gran impedancia de entrada, al igual que el MOSFET y la resistencia colector – emisor se controla para que se comporte como la de un BJT. Aunque físicamente se parecen mucho al MOSFET, su rendimiento o comportamiento es más cercano al de un BJT. Otra ventaja es la gran transconductancia que tiene, por lo que con una pequeña variación de tensión en la puerta controlaría una gran corriente del colector (la variación de un amperio se produce con solo 10mV).

Como grandes inconvenientes están el fenómeno del latching y el de cola de corriente: con el latching pierde el control de la puerta disparándose sin depender del control y es debido a un transistor NPN parásito que produce problemas dinámicos, o como consecuencia de la capacidad parásita C_{gc} con una realimentación a alta frecuencia si la resistencia conectada a la puerta es alta y si V_{GE} supera V_T (voltaje de estrangulamiento); el de cola de corriente se debe al tiristor parásito que aparece.

3.2.2.2.3 COMPARATIVA

Las características de ambos elementos son las siguientes:

MOSFET	IGBT
<ul style="list-style-type: none"> • Controlado por tensión • Alta frecuencia de conmutación • Suelen ser de acumulación y de canal N • Potencias medias • Pérdidas de conducción medias • Pérdidas de conmutación bajas • Las pérdidas aumentan con la temperatura • Problemas de descargas electrostáticas • Dificultad de protección contra cortocircuito 	<ul style="list-style-type: none"> • Controlado por tensión • Frecuencias de conmutación medias • El MOSFET interno es de canal N • Potencias altas • Pérdidas de conducción bajas • Pérdidas de conmutación altas • Coeficiente de temperatura levemente positivo o casi nulo • Gran impedancia de entrada • Fenómeno del latching • Fenómeno de cola de corriente • Transconductancias muy altas

Tabla 2. Comparativa MOSFET – IGBT

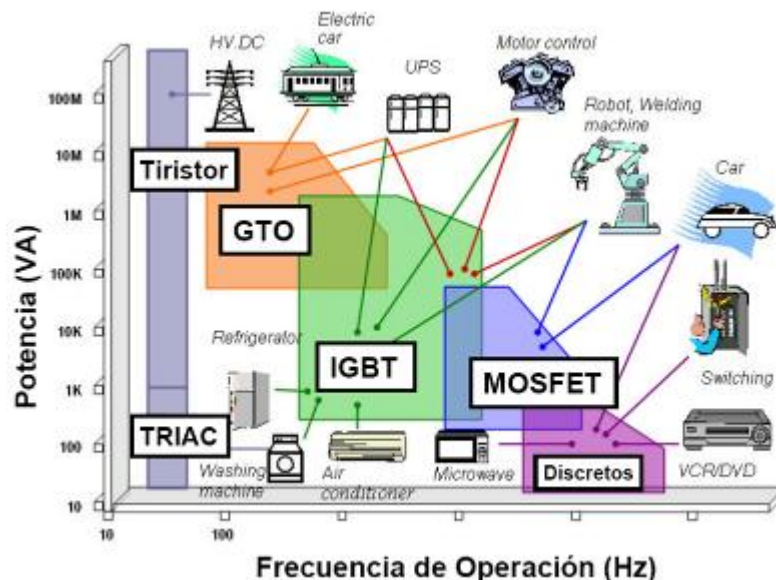


Fig. 28. Aplicaciones de los distintos dispositivos de potencia

Debido a que se necesita que la bobina sea lo más pequeña posible y a que la potencia del circuito no es grande, 2kW, escogemos los MOSFET como dispositivos de conmutación.



3.2.2.3 Cálculo de pérdidas de los semiconductores

3.2.2.3.1 Pérdidas a 400V

3.2.2.3.1.1 MOSFET

El MOSFET es el encargado de realizar la regulación. Funciona como un interruptor electrónico ya que trabaja en la región de corte y óhmica.

En electrónica de potencia los más utilizados son los MOSFETs de acumulación de canal N. Presentan dos tipos de pérdidas:

- De conducción: debidas al paso de la corriente por el dispositivo ya que tiene una resistencia interna.
- De conmutación: debido a que el paso de corte a zona óhmica no es inmediato.

Se realizará el cálculo de pérdidas de conmutación y de conducción para una tensión en el bus de 400V, según el método explicado en el “Anexo I” proporcionado por Infineon, de los siguientes transistores:

MODELOS	FABRICANTES				
	International Rectifier	Microsemi	ixys	Infineon	ST
	IRFPC60	2N7228	IXFP10N60P	SPP07N60C2	STB7NB60
	IRFPC50	APT5040KFLL	IXFC16N50P	IPA50R399CP	STP8NC50FP
	IRF740	APT11N80B	IXFP12N50P	SPD08N50C3	STP8NC60FP
	IRF440	APT10090BLL	IXFC14N60P	SPB12N50C3	STP8NM60FP

Tabla 3. Fabricantes y modelos de MOSFET de 400V



Las pérdidas de conmutación y conducción, calculadas por el procedimiento descrito en el Anexo I, de los distintos transistores son las siguientes:

Frecuencia (Hz)	Pérdidas (W)																			
	International Rectifier				Microsemi				IXYS				Infineon				ST			
	IRFPC60	IRFPC50	IRF740	IRF440	2N7228	APT5040KF	APT11N80	APT10090B	IXFP10N60	IXFC16N50	IXFP12N50	IXFC14N60	SPP07N60	IPA50R399	SPD08N50	SPB12N50	STB7NB60	STP8NC50	STP8NC60	STP8NM60
100000	398,60	203,92	215,06	429,16	153,70	344,03	431,99	380,49	41,99	50,23	47,45	41,78	195,62	72,22	145,72	227,21	190,26	168,34	161,39	87,18
95000	378,80	193,91	204,49	408,01	146,15	326,95	410,53	361,76	40,13	47,86	45,24	39,89	186,03	68,74	138,62	215,97	181,06	160,14	153,60	83,11
90000	358,99	183,90	193,91	386,87	138,60	309,88	389,08	343,02	38,26	45,49	43,02	38,01	176,44	65,25	131,53	204,73	171,87	151,95	145,80	79,04
85000	339,19	173,89	183,33	365,72	131,04	292,81	367,62	324,28	36,40	43,13	40,81	36,12	166,85	61,77	124,43	193,49	162,67	143,76	138,00	74,96
80000	319,39	163,88	172,75	344,58	123,49	275,73	346,16	305,54	34,54	40,76	38,60	34,23	157,26	58,29	117,34	182,25	153,48	135,56	130,20	70,89
75000	299,59	153,86	162,18	323,43	115,93	258,66	324,71	286,80	32,67	38,39	36,38	32,34	147,67	54,80	110,24	171,01	144,29	127,37	122,40	66,82
70000	279,78	143,85	151,60	302,29	108,38	241,59	303,25	268,07	30,81	36,02	34,17	30,45	138,08	51,32	103,15	159,78	135,09	119,18	114,60	62,75
65000	259,98	133,84	141,02	281,14	100,82	224,51	281,80	249,33	28,95	33,65	31,96	28,57	128,49	47,83	96,06	148,54	125,90	110,98	106,80	58,68
60000	240,18	123,83	130,44	260,00	93,27	207,44	260,34	230,59	27,08	31,29	29,74	26,68	118,90	44,35	88,96	137,30	116,70	102,79	99,00	54,60
55000	220,38	113,82	119,86	238,85	85,71	190,36	238,88	211,85	25,22	28,92	27,53	24,79	109,31	40,87	81,87	126,06	107,51	94,59	91,21	50,53
50000	200,58	103,81	109,29	217,70	78,16	173,29	217,43	193,12	23,35	26,55	25,32	22,90	99,72	37,38	74,77	114,82	98,32	86,40	83,41	46,46
45000	180,77	93,80	98,71	196,56	70,61	156,22	195,97	174,38	21,49	24,18	23,11	21,01	90,13	33,90	67,68	103,58	89,12	78,21	75,61	42,39
40000	160,97	83,79	88,13	175,41	63,05	139,14	174,52	155,64	19,63	21,81	20,89	19,12	80,54	30,42	60,58	92,34	79,93	70,01	67,81	38,32
35000	141,17	73,78	77,55	154,27	55,50	122,07	153,06	136,90	17,76	19,45	18,68	17,24	70,95	26,93	53,49	81,10	70,74	61,82	60,01	34,24
30000	121,37	63,77	66,97	133,12	47,94	104,99	131,61	118,17	15,90	17,08	16,47	15,35	61,36	23,45	46,39	69,86	61,54	53,63	52,21	30,17
25000	101,56	53,75	56,40	111,98	40,39	87,92	110,15	99,43	14,04	14,71	14,25	13,46	51,77	19,96	39,30	58,62	52,35	45,43	44,41	26,10
20000	81,76	43,74	45,82	90,83	32,83	70,85	88,69	80,69	12,17	12,34	12,04	11,57	42,18	16,48	32,20	47,38	43,15	37,24	36,62	22,03
15000	61,96	33,73	35,24	69,69	25,28	53,77	67,24	61,95	10,31	9,97	9,83	9,68	32,59	13,00	25,11	36,14	33,96	29,05	28,82	17,96
10000	42,16	23,72	24,66	48,54	17,72	36,70	45,78	43,22	8,45	7,61	7,61	7,79	23,01	9,51	18,02	24,90	24,77	20,85	21,02	13,88

Tabla 4. Pérdidas MOSFET a 400V

Como se puede observar las menores pérdidas son las del fabricante IXYS y concretamente las del componente IXFC14N60P.

3.2.2.3.1.2 Diodo

Las características del diodo de potencia son similares a las de los diodos normales. El paso de un estado a otro no se realiza de forma instantánea, y en dispositivos en los que el funcionamiento se realiza a elevada frecuencia es muy importante el tiempo de paso entre los estados, puesto que éste acotará las frecuencias de trabajo y, a su vez, origina pérdidas.

Por lo tanto, el diodo tendrá pérdidas de conducción y de conmutación:

- Conducción: según el modelo estático de la figura 29, (modelo de segunda aproximación) el diodo tiene pérdidas que dependen de una resistencia interna que aumenta, idealmente, de forma proporcional a la corriente, y de la tensión umbral.

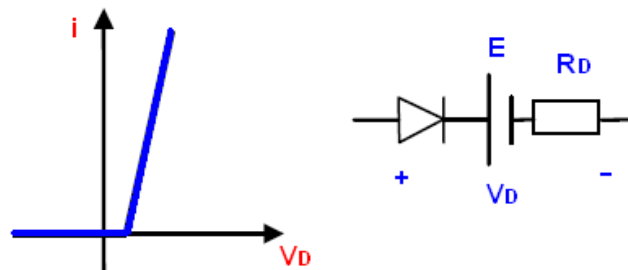


Fig. 29. Modelo de 2ª aproximación de un diodo

- Conmutación: debido a que los dispositivos no son ideales, se requiere un tiempo para conseguir el paso de corte a conducción, y de conducción a corte.

Realizaremos el cálculo de pérdidas de conmutación y de conducción para un bus de 400V, según el Anexo I, de varios diodos de los siguientes fabricantes:

MODELOS	FABRICANTES				
	International Rectifier	Microsemi	Ixys	NXP	Fairchild Semiconductor
	HFA08TB60	APT8DQ60	DSEP9-06	BYT28-500	FFPF08H60
	HFA08TA60	APT15DS60	DSEI12-10	BT229-600	FFP08S60
	OM5009	APT15D60	DSEI12-06	BYR29X-600	MUR860
	HFA35HB120	APT15D100	DSEI8-06	BYV29-500	ISL9R860

Tabla 5. Fabricantes y modelos de diodos de 400V



Las pérdidas de conducción y conmutación a 400V para los distintos diodos analizados son las representadas en la siguiente tabla:

Frecuencia (Hz)	Pérdidas (W)																			
	International Rectifier				NXP				IXYS				Fairchild Semiconductor				Microsemi			
	HFA08TB60	HFA08TA60	OM5009	HFA35HB120	BYT28-500	BT229-600	BYR29X-600	BYV29-500	DSEP9-06	DSEI12-10	DSEI12-06	DSEI8-06	FFPF08H60	FFP08S60	MUR860	ISL9R860	APT8DQ60	APT15DS60	APT15D60	APT15D100
100000	7,31	8,97	11,72	14,56	5,41	10,98	6,59	4,37	17,49	14,12	9,13	8,12	7,61	8,02	7,23	9,07	9,05	10,54	11,00	21,97
95000	7,28	8,95	11,67	14,39	5,39	10,73	6,51	4,35	17,48	14,01	9,07	8,08	7,61	7,96	7,13	9,05	9,05	10,50	10,74	21,20
90000	7,25	8,93	11,61	14,22	5,36	10,48	6,44	4,33	17,47	13,90	9,02	8,05	7,60	7,89	7,03	9,02	9,04	10,45	10,48	20,42
85000	7,21	8,91	11,56	14,05	5,34	10,23	6,36	4,31	17,46	13,79	8,96	8,01	7,59	7,83	6,93	9,00	9,03	10,41	10,22	19,65
80000	7,18	8,89	11,51	13,88	5,31	9,98	6,29	4,29	17,44	13,68	8,91	7,98	7,58	7,77	6,84	8,97	9,02	10,37	9,96	18,87
75000	7,15	8,87	11,46	13,71	5,29	9,73	6,21	4,27	17,43	13,58	8,85	7,94	7,57	7,71	6,74	8,95	9,01	10,33	9,70	18,10
70000	7,12	8,85	11,40	13,54	5,26	9,48	6,14	4,25	17,42	13,47	8,80	7,91	7,56	7,64	6,64	8,92	9,00	10,28	9,44	17,32
65000	7,08	8,83	11,35	13,37	5,24	9,23	6,06	4,23	17,40	13,36	8,74	7,87	7,55	7,58	6,54	8,90	8,99	10,24	9,18	16,55
60000	7,05	8,81	11,30	13,20	5,21	8,98	5,99	4,21	17,39	13,25	8,69	7,84	7,54	7,52	6,45	8,87	8,99	10,20	8,92	15,77
55000	7,02	8,79	11,25	13,03	5,19	8,73	5,91	4,19	17,38	13,14	8,63	7,80	7,53	7,46	6,35	8,85	8,98	10,16	8,66	15,00
50000	6,99	8,77	11,19	12,86	5,16	8,48	5,84	4,17	17,36	13,04	8,58	7,77	7,52	7,39	6,25	8,82	8,97	10,11	8,40	14,22
45000	6,95	8,75	11,14	12,69	5,14	8,23	5,76	4,15	17,35	12,93	8,52	7,73	7,51	7,33	6,15	8,80	8,96	10,07	8,14	13,45
40000	6,92	8,73	11,09	12,52	5,11	7,98	5,69	4,13	17,34	12,82	8,47	7,70	7,50	7,27	6,06	8,77	8,95	10,03	7,88	12,67
35000	6,89	8,71	11,04	12,35	5,09	7,73	5,61	4,11	17,32	12,71	8,41	7,66	7,49	7,21	5,96	8,75	8,94	9,99	7,62	11,90
30000	6,86	8,69	10,98	12,18	5,06	7,48	5,54	4,09	17,31	12,60	8,36	7,63	7,48	7,14	5,86	8,72	8,93	9,94	7,36	11,12
25000	6,82	8,67	10,93	12,01	5,04	7,23	5,46	4,07	17,30	12,50	8,30	7,59	7,48	7,08	5,76	8,70	8,93	9,90	7,10	10,35
20000	6,79	8,65	10,88	11,84	5,01	6,98	5,39	4,05	17,28	12,39	8,25	7,56	7,47	7,02	5,67	8,67	8,92	9,86	6,84	9,57
15000	6,76	8,63	10,83	11,67	4,99	6,73	5,31	4,03	17,27	12,28	8,19	7,52	7,46	6,96	5,57	8,65	8,91	9,82	6,58	8,80
10000	6,73	8,61	10,77	11,50	4,96	6,48	5,24	4,01	17,26	12,17	8,14	7,49	7,45	6,89	5,47	8,62	8,90	9,77	6,32	8,02

Tabla 6. Pérdidas diodos a 400V

Como se puede observar las menores pérdidas son las del fabricante NXP y concretamente las del componente BYV29-500.

En la siguiente tabla se muestran las pérdidas del MOSFET IXFC14N60P y del diodo BYV29-500 para las distintas frecuencias analizadas.

Frecuencia (Hz)	IXFC14N60P (W)	BYV29-500 (W)	PÉRDIDAS TOTALES (W)
100000	43,22	4,37	47,60
95000	41,26	4,35	45,62
90000	39,30	4,33	43,64
85000	37,34	4,31	41,66
80000	35,38	4,29	39,68
75000	33,42	4,27	37,70
70000	31,46	4,25	35,72
65000	29,50	4,23	33,74
60000	27,54	4,21	31,75
55000	25,58	4,19	29,77
50000	23,62	4,17	27,79
45000	21,66	4,15	25,81
40000	19,70	4,13	23,83
35000	17,74	4,11	21,85
30000	15,78	4,09	19,87
25000	13,82	4,07	17,89
20000	11,86	4,05	15,91
15000	9,90	4,03	13,93
10000	7,94	4,01	11,95

Tabla 7. Pérdidas diodo y MOSFET seleccionados para 400V

3.2.2.3.2 Pérdidas a 700V

3.2.2.3.2.1 MOSFET

Se realizará el cálculo de pérdidas de conmutación y de conducción para una tensión en el bus de 700V, según el Anexo I, de los siguientes transistores:

MODELOS	FABRICANTES			
	International Rectifier	Microsemi	ixys	Infineon
	IRFAE50	APT1001R6BFLL	IXFH10N100	SPD04N80C3
	-	APT1201R6BVFR	IXFHN80	SPP11N80C3

Tabla 8. Fabricantes y modelos de MOSFET de 700V

Para esta tensión (700V), el número de fabricantes y de dispositivos que se adapten a nuestras necesidades es mucho menor.



Las pérdidas de conmutación y conducción, calculadas por el procedimiento descrito en el Anexo I, de los distintos transistores son las siguientes:

Frecuencia (Hz)	Pérdidas (W)						
	IR	Microsemi		IXYS		Infineon	
	IRFAE50	APT1001R6BFL	APT1201R6BVFR	IXFH10N100	IXFHN80	SPD04N80C3	SPP11N80C3
100000	1047,06	85,34	109,34	97,18	86,83	493,57	706,70
95000	996,24	83,11	105,92	93,86	84,28	469,60	671,87
90000	945,42	80,88	102,49	90,53	81,72	445,64	637,03
85000	894,60	78,66	99,06	87,20	79,17	421,68	602,19
80000	843,77	76,43	95,64	83,87	76,61	397,71	567,35
75000	792,95	74,21	92,21	80,54	74,05	373,75	532,52
70000	742,13	71,98	88,78	77,21	71,50	349,78	497,68
65000	691,31	69,75	85,36	73,88	68,94	325,82	462,84
60000	640,48	67,53	81,93	70,56	66,39	301,86	428,00
55000	589,66	65,30	78,51	67,23	63,83	277,89	393,16
50000	538,84	63,08	75,08	63,90	61,27	253,93	358,33
45000	488,02	60,85	71,65	60,57	58,72	229,96	323,49
40000	437,19	58,62	68,23	57,24	56,16	206,00	288,65
35000	386,37	56,40	64,80	53,91	53,61	182,03	253,81
30000	335,55	54,17	61,37	50,58	51,05	158,07	218,98
25000	284,73	51,95	57,95	47,26	48,49	134,11	184,14
20000	233,90	49,72	54,52	43,93	45,94	110,14	149,30
15000	183,08	47,49	51,10	40,60	43,38	86,18	114,46
10000	132,26	45,27	47,67	37,27	40,83	62,21	79,62

Tabla 9. Pérdidas MOSFET a 700V

Como se puede observar las menores pérdidas son las del fabricante Microsemi y concretamente las del componente APT1001R6BFL.

3.2.2.3.2.2 Diodo

Se realizará el cálculo de pérdidas de conmutación y de conducción para un bus de 700V, según el método el Anexo I, de varios diodos de los siguientes fabricantes:

MODELOS	FABRICANTES			
	International Rectifier	ixys	NXP	Fairchild Semiconductor
	HFA08PB120	DSEC16-12A	BY329-1500S	RURP8100
	HFA16PB120	DSEI12-10	BY229-800	RHRP8120
	HFA08PA120	DSEC12-12	BYM357DX	ISL9R8120S3S
	HFA35HB120	DHG10-1200PA	BYM359X	FFPF10U120S

Tabla 10. Fabricantes y modelos de diodos de 700V



Las pérdidas de conducción y conmutación a 700V para los distintos diodos analizados son las representadas en la siguiente tabla:

Frecuencia (Hz)	Pérdidas (W)															
	International Rectifier				NXP				IXYS				Fairchild Semiconductor			
	HFA08PB120	HFA16PB120	HFA08PA120	HFA35HB120	BY329-1500S	BY229-800	BYM357DX	BYM359X	DSEC16-12A	DSEI12-10	DSEC12-12	DHG10-1200PA	RURP8100	RHRP8120	ISL9R8120S3S	FFPF10U120S
100000	10,72	8,17	7,50	12,33	15,16	12,17	23,12	11,22	8,79	10,61	11,48	13,18	12,73	7,76	15,21	11,17
95000	10,59	7,94	7,38	12,03	14,55	11,73	22,07	10,79	8,64	10,42	11,26	12,90	12,29	7,62	14,75	10,86
90000	10,47	7,72	7,26	11,73	13,93	11,29	21,02	10,35	8,49	10,23	11,04	12,62	11,85	7,47	14,29	10,54
85000	10,35	7,49	7,13	11,44	13,32	10,86	19,97	9,91	8,35	10,04	10,81	12,34	11,42	7,33	13,83	10,23
80000	10,23	7,26	7,01	11,14	12,71	10,42	18,92	9,47	8,20	9,86	10,59	12,06	10,98	7,18	13,37	9,91
75000	10,10	7,03	6,89	10,84	12,10	9,98	17,87	9,04	8,05	9,67	10,37	11,79	10,54	7,04	12,91	9,60
70000	9,98	6,81	6,77	10,54	11,48	9,54	16,82	8,60	7,90	9,48	10,15	11,51	10,10	6,89	12,45	9,28
65000	9,86	6,58	6,64	10,25	10,87	9,11	15,77	8,16	7,75	9,29	9,93	11,23	9,67	6,75	11,99	8,97
60000	9,74	6,35	6,52	9,95	10,26	8,67	14,72	7,72	7,60	9,10	9,71	10,95	9,23	6,60	11,53	8,65
55000	9,61	6,12	6,40	9,65	9,65	8,23	13,67	7,29	7,45	8,91	9,49	10,67	8,79	6,46	11,07	8,34
50000	9,49	5,90	6,28	9,35	9,03	7,79	12,62	6,85	7,30	8,72	9,27	10,39	8,35	6,32	10,61	8,02
45000	9,37	5,67	6,15	9,06	8,42	7,36	11,57	6,41	7,16	8,53	9,05	10,11	7,92	6,17	10,15	7,71
40000	9,25	5,44	6,03	8,76	7,81	6,92	10,52	5,97	7,01	8,34	8,83	9,83	7,48	6,03	9,70	7,39
35000	9,12	5,21	5,91	8,46	7,20	6,48	9,47	5,54	6,86	8,15	8,61	9,55	7,04	5,88	9,24	7,08
30000	9,00	4,99	5,79	8,16	6,58	6,04	8,42	5,10	6,71	7,97	8,39	9,28	6,60	5,74	8,78	6,76
25000	8,88	4,76	5,66	7,87	5,97	5,61	7,37	4,66	6,56	7,78	8,17	9,00	6,17	5,59	8,32	6,45
20000	8,76	4,53	5,54	7,57	5,36	5,17	6,32	4,22	6,41	7,59	7,95	8,72	5,73	5,45	7,86	6,13
15000	8,63	4,30	5,42	7,27	4,75	4,73	5,27	3,79	6,26	7,40	7,73	8,44	5,29	5,31	7,40	5,82
10000	8,51	4,08	5,30	6,97	4,13	4,29	4,22	3,35	6,11	7,21	7,51	8,16	4,85	5,16	6,94	5,50

Tabla 11. Pérdidas diodos a 700V

Como se puede observar las menores pérdidas para el rango de frecuencias de 10 a 40kHz son las del fabricante NXP y concretamente las del componente BYM359X.

En la siguiente tabla se muestran las pérdidas del MOSFET APT1001R6BFL y del diodo BYM359X para las distintas frecuencias analizadas.

Frecuencia (Hz)	APT1001R6BFL (W)	BYM359X (W)	PÉRDIDAS TOTALES (W)
100000	85,34	7,50	92,84
95000	83,11	7,38	90,49
90000	80,88	7,26	88,14
85000	78,66	7,13	85,79
80000	76,43	7,01	83,44
75000	74,21	6,89	81,09
70000	71,98	6,77	78,75
65000	69,75	6,64	76,40
60000	67,53	6,52	74,05
55000	65,30	6,40	71,70
50000	63,08	6,28	69,35
45000	60,85	6,15	67,00
40000	58,62	6,03	64,66
35000	56,40	5,91	62,31
30000	54,17	5,79	59,96
25000	51,95	5,66	57,61
20000	49,72	5,54	55,26
15000	47,49	5,42	52,91
10000	45,27	5,30	50,56

Tabla 12. Pérdidas diodo y MOSFET seleccionados para 700V

3.2.2.3.3 Conclusiones

En los anteriores apartados se ha calculado las pérdidas de distintos dispositivos para las dos arquitecturas y se determina que:

- La arquitectura de bus a 400V es la más adecuada, ya que las pérdidas son mucho menores, y a su vez, la variedad de dispositivos disponibles en el mercado es mucho mayor.
- El transistor escogido, para arquitectura de 400V, es el IXFC14N60P de Ixys.
- El diodo escogido, para la arquitectura de 400V, es el BYV29-500 de NXP.

Respecto a la capacidad de disipación de los semiconductores, se duplicará el número de dispositivos semiconductores y los se conectarán en paralelo para que la corriente se reparta y así no sufran en exceso. Así se ganará en seguridad y se reducirá el riesgo de que se quemen.

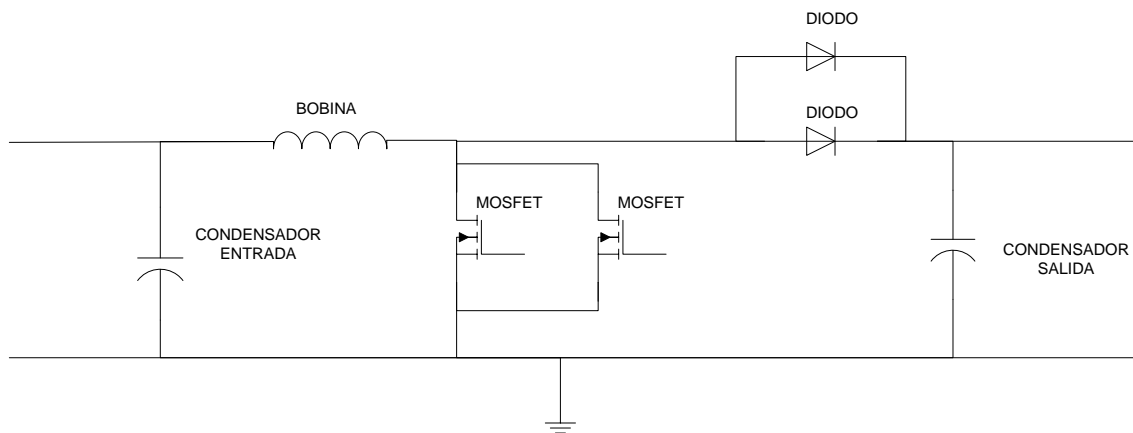


Fig. 30. Conexión de MOSFETs y diodos en paralelo.

3.2.2.4 Bobina

3.2.2.4.1 Determinación del tipo de núcleo

Una vez determinados los semiconductores a utilizar, se compararán sus pérdidas a distintas frecuencias con las de diferentes núcleos, para así determinar la mejor frecuencia de conmutación y poder dimensionar la bobina.

Se analizará, gracias al programa PExprt, los núcleos de los siguientes fabricantes:

- Ferroxcube
- Epcos
- Magnetics
- AVX
- Micrometals
- TDK

También se realizará un análisis de los núcleos que hay en el laboratorio que más se aproximen a los estudiados.

Para ello se tomarán los siguientes valores iniciales:

- $V_e = 340V$
- $V_o = 370V$
- $P_o = 2000W$
- $I_{rizado} = 1,5 - 3A$
- $Gap < 5\%$
- $T^a < 45^{\circ}C$

En las simulaciones “se jugará” con la corriente de rizado en la bobina para obtener resultados coherentes.

Cabe destacar que las pérdidas en los diferentes núcleos disminuyen según aumenta la frecuencia, al revés que las pérdidas en los elementos semiconductores.

Ferroxcube

				Dimensiones							TOTAL (W)
F (Hz)	Pérdidas (W)		Tª (°C)	Núcleo				Efectivo			
	DIODO Y MOSFET	Ferroxcube		Modelo	L (mm)	W (mm)	H (mm)	L (mm)	S (mm2)	V (mm3)	
10000	11,95	11,95	42,36	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	23,90
15000	13,93	10,95	37,70	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	24,88
20000	15,91	10,29	35,46	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	26,20
25000	17,89	7,56	27,96	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	25,45
30000	19,87	7,27	26,94	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	27,14
35000	21,85	7,03	26,11	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	28,88
40000	23,83	3,20	12,37	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	27,03
45000	25,81	2,83	11,08	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	28,64
50000	27,79	2,52	9,45	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	30,31
55000	29,77	2,27	8,53	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	32,04
60000	31,75	1,42	5,47	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	33,17
65000	33,74	1,30	5,03	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	35,04
70000	35,72	1,21	4,71	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	36,93
75000	37,70	1,15	4,26	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	38,85
80000	39,68	0,95	3,49	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	40,63
85000	41,66	0,90	3,29	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	42,56
90000	43,64	0,78	2,87	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	44,42
95000	45,62	0,75	2,79	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	46,37
100000	47,60	0,71	2,66	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	48,31

Tabla 13. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de Ferroxcube para 400V

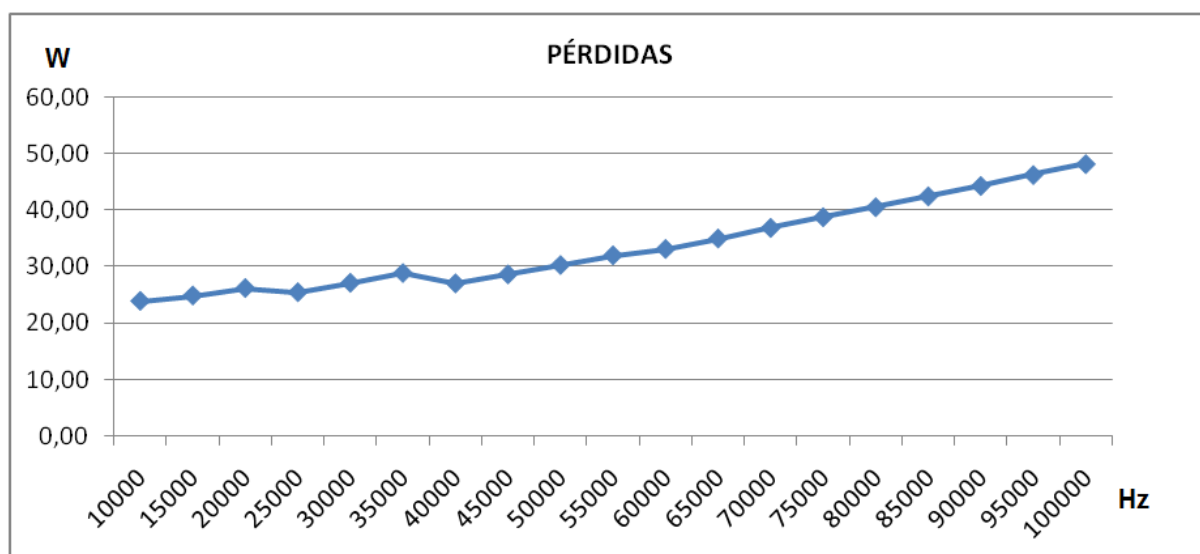


Fig. 31. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de Ferroxcube para 400V

Las pérdidas prácticamente son constantes en unos 26W hasta 45KHz ya que se compensan unas con otras. A partir de 50kHz las pérdidas de los elementos de conmutación crecen mucho y dispara las pérdidas globales.

Epcos

				Dimensiones							TOTAL (W)
F (Hz)	Pérdidas (W)		Tª (°C)	Núcleo				Efectivo			
	DIODO Y MOSFET	Epcos		Modelo	L (mm)	W (mm)	H (mm)	L (mm)	S (mm2)	V (mm3)	
10000	11,95	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
15000	13,93	6,41	18,89	PM87/70	87	36	70	146	910	132860	20,34
20000	15,91	4,16	12,05	PM87/70	87	36	70	146	910	132860	20,07
25000	17,89	2,16	6,44	PM87/70	87	36	70	146	910	132860	20,05
30000	19,87	1,42	4,19	PM87/70	87	36	70	146	910	132860	21,29
35000	21,85	1,21	3,40	PM87/70	87	36	70	146	910	132860	23,06
40000	23,83	1,10	3,01	PM87/70	87	36	70	146	910	132860	24,93
45000	25,81	0,62	1,82	PM87/70	87	36	70	146	910	132860	26,43
50000	27,79	0,57	1,69	PM87/70	87	36	70	146	910	132860	28,36
55000	29,77	0,52	1,45	PM87/70	87	36	70	146	910	132860	30,29
60000	31,75	0,39	1,08	PM87/70	87	36	70	146	910	132860	32,14
65000	33,74	0,37	1,02	PM87/70	87	36	70	146	910	132860	34,11
70000	35,72	0,34	0,96	PM87/70	87	36	70	146	910	132860	36,06
75000	37,70	0,33	0,93	PM87/70	87	36	70	146	910	132860	38,03
80000	39,68	0,32	0,90	PM87/70	87	36	70	146	910	132860	40,00
85000	41,66	0,30	0,78	PM87/70	87	36	70	146	910	132860	41,96
90000	43,64	0,22	0,59	PM87/70	87	36	70	146	910	132860	43,86
95000	45,62	0,22	0,58	PM87/70	87	36	70	146	910	132860	45,84
100000	47,60	0,20	0,54	PM87/70	87	36	70	146	910	132860	47,80

Tabla 14. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de Epcos para 400V

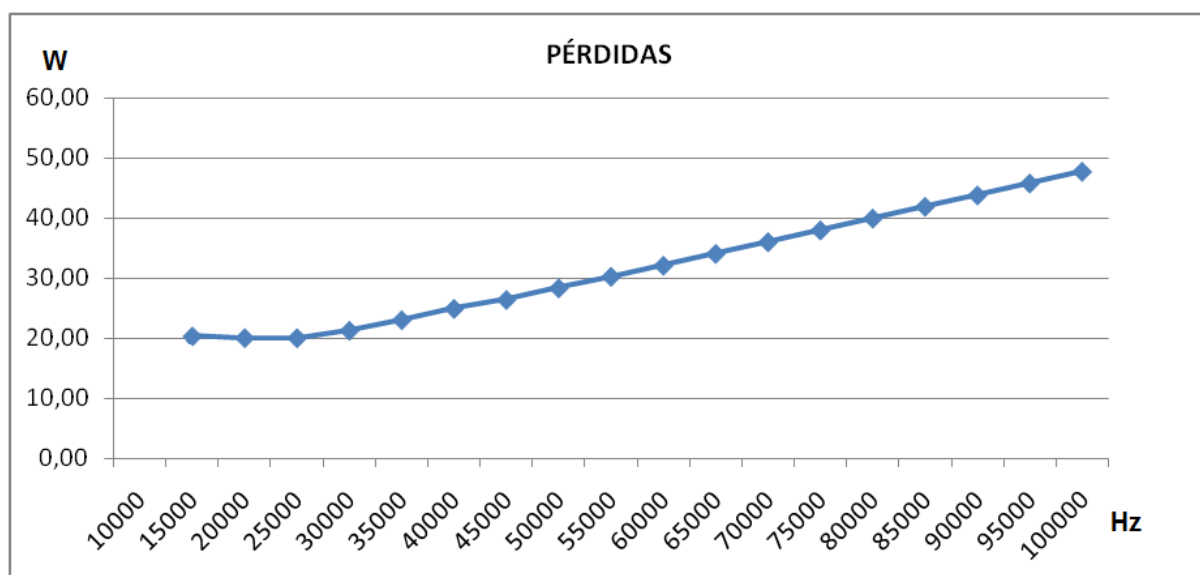


Fig. 32. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de Epcos para 400V

Este fabricante no tiene ningún núcleo que cumpla las restricciones impuestas para 10KHz. Posteriormente se mantiene constantes las pérdidas del conjunto en unos 20W hasta 25KHz, disparándose posteriormente.

Magnetics

				Dimensiones							TOTAL (W)
F (Hz)	Pérdidas (W)		Tª (°C)	Núcleo				Efectivo			
	DIODO Y MOSFET	Magnetics		Modelo	L (mm)	W (mm)	H (mm)	L (mm)	S (mm2)	V (mm3)	
10000	11,95	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
15000	13,93	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
20000	15,91	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
25000	17,89	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
30000	19,87	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
35000	21,85	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
40000	23,83	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
45000	25,81	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
50000	27,79	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
55000	29,77	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
60000	31,75	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
65000	33,74	3,79	19,24	EE47228	72,4	57,8	19	137	368	50416	37,53
70000	35,72	2,89	15,21	EE47228	72,4	57,8	19	137	368	50416	38,61
75000	37,70	2,63	13,32	EE47228	72,4	57,8	19	137	368	50416	40,33
80000	39,68	2,47	12,59	EE47228	72,4	57,8	19	137	368	50416	42,15
85000	41,66	2,31	11,86	EE47228	72,4	57,8	19	137	368	50416	43,97
90000	43,64	2,17	10,55	EE47228	72,4	57,8	19	137	368	50416	45,81
95000	45,62	2,02	9,94	EE47228	72,4	57,8	19	137	368	50416	47,64
100000	47,60	1,29	6,73	EE47228	72,4	57,8	19	137	368	50416	48,89

Tabla 15. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de Magnetics para 400V

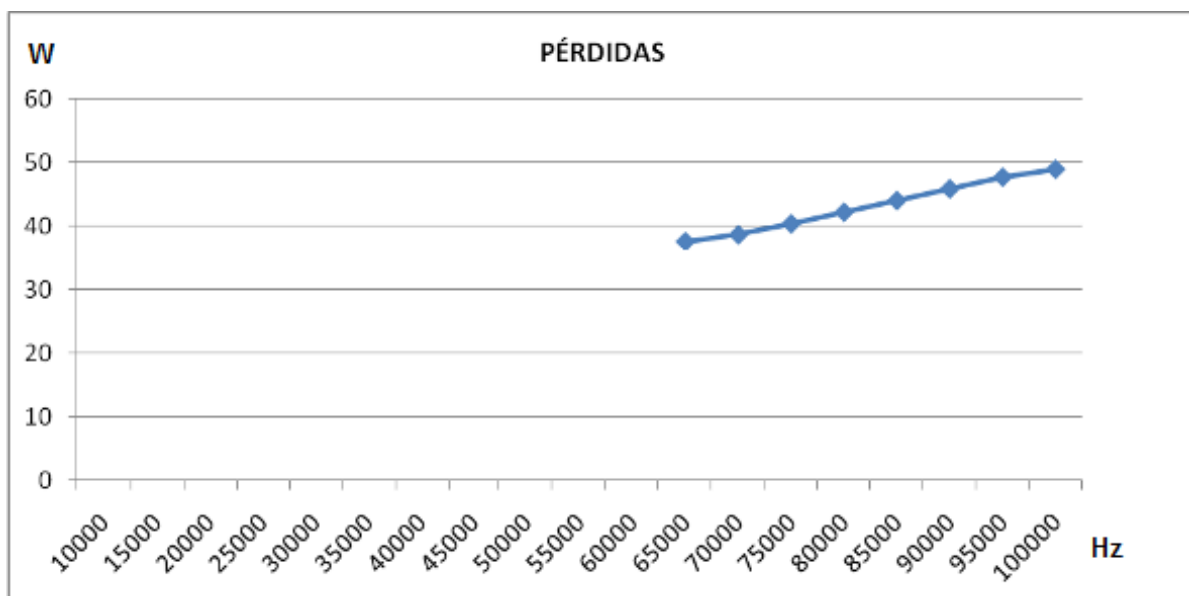


Fig. 33. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de Magnetics para 400V

Hasta 65KHz no tiene ningún núcleo que cumplan las condiciones iniciales. Como a estas frecuencias las pérdidas de los elementos semiconductores son muy grandes, se descartaría este fabricante.

AVX

				Dimensiones							TOTAL (W)
F (Hz)	Pérdidas (W)		Tª (°C)	Núcleo				Efectivo			
	DIODO Y MOSFET	AVX		Modelo	L (mm)	W (mm)	H (mm)	L (mm)	S (mm2)	V (mm3)	
10000	11,95	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
15000	13,93	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
20000	15,91	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
25000	17,89	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
30000	19,87	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
35000	21,85	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
40000	23,83	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
45000	25,81	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
50000	27,79	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
55000	29,77	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
60000	31,75	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
65000	33,74	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
70000	35,72	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
75000	37,70	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
80000	39,68	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
85000	41,66	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
90000	43,64	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
95000	45,62	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
100000	47,60	4,40	31,95	ET4916A	48,7	16,3	24,7	114	211	24054	52,00

Tabla 16. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de AVX para 400V

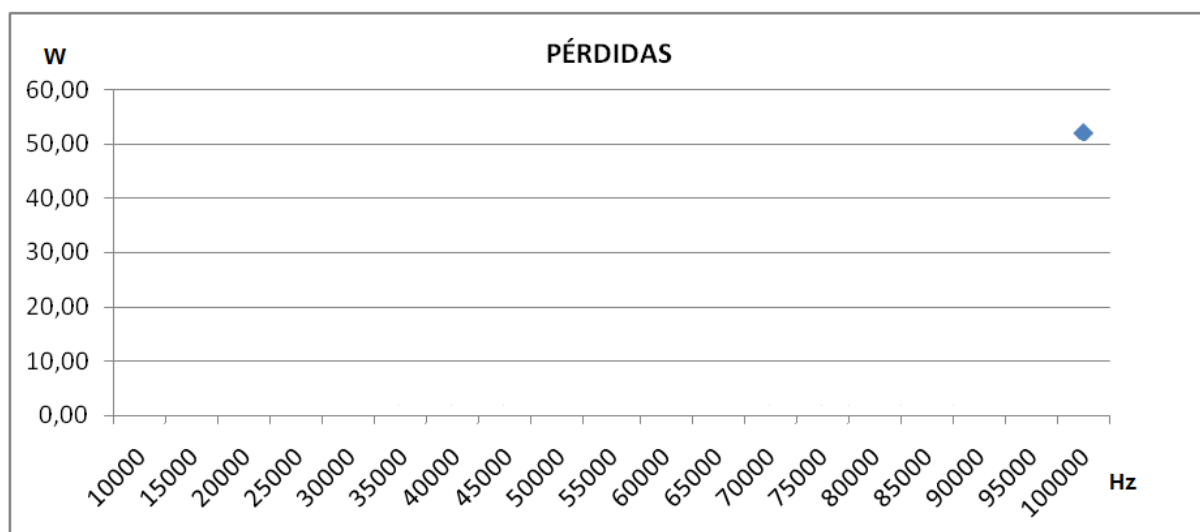


Fig. 34. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de AVX para 400V

Se descarta este fabricante ya que no cumple con las restricciones.

Micrometals

				Dimensiones							TOTAL (W)
F (Hz)	Pérdidas (W)		Tª (°C)	Núcleo				Efectivo			
	DIODO Y MOSFET	Micrometals		Modelo	L (mm)	W (mm)	H (mm)	L (mm)	S (mm2)	V (mm3)	
10000	11,95	9,99	31,48	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	21,94
15000	13,93	7,85	25,23	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	21,78
20000	15,91	7,02	22,72	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	22,93
25000	17,89	6,46	20,25	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	24,35
30000	19,87	6,05	19,02	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	25,92
35000	21,85	5,71	18,03	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	27,56
40000	23,83	5,42	16,51	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	29,25
45000	25,81	5,12	15,83	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	30,93
50000	27,79	5,00	15,24	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	32,79
55000	29,77	4,82	14,72	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	34,59
60000	31,75	4,66	14,27	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	36,41
65000	33,74	4,53	13,87	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	38,27
70000	35,72	3,37	10,83	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	39,09
75000	37,70	3,29	10,57	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	40,99
80000	39,68	3,21	10,33	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	42,89
85000	41,66	3,13	10,11	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	44,79
90000	43,64	3,07	9,91	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	46,71
95000	45,62	3,00	9,72	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	48,62
100000	47,60	2,95	9,54	E305	77,5	77,5	23,7	185	562	103970	50,55

Tabla 17. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de Micrometals para 400V

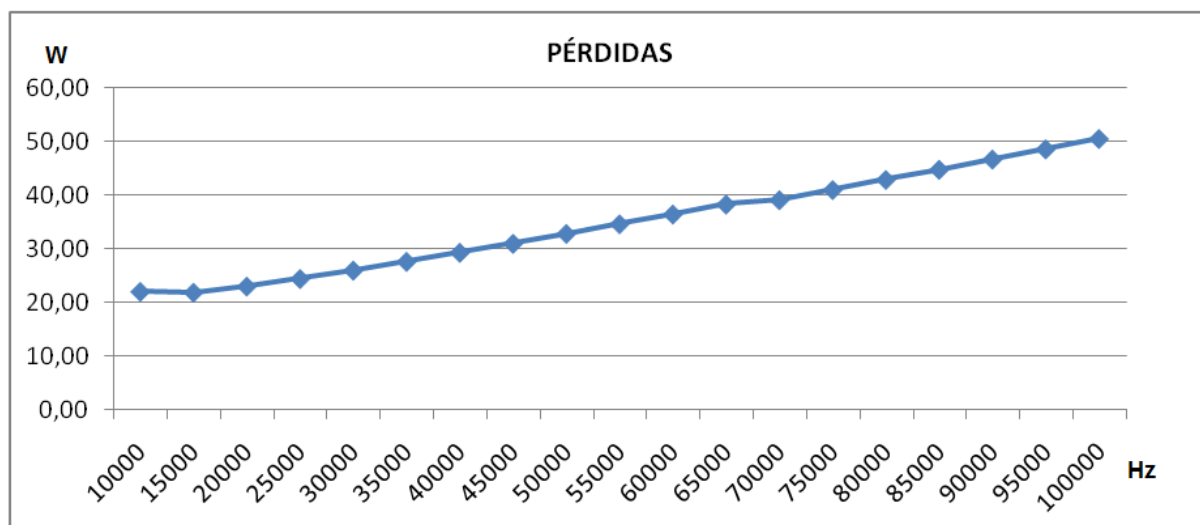


Fig. 35. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de Micrometals para 400V

La gráfica de este fabricante se parece mucho a la de Ferroxcube. Las pérdidas rondan los 22W hasta 20kHz. Posteriormente crece de forma prácticamente lineal.

TDK

				Dimensiones							TOTAL (W)
F (Hz)	Pérdidas (W)		Tª (°C)	Núcleo				Efectivo			
	DIODO Y MOSFET	TDK		Modelo	L (mm)	W (mm)	H (mm)	L (mm)	S (mm2)	V (mm3)	
10000	11,95	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
15000	13,93	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
20000	15,91	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
25000	17,89	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
30000	19,87	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
35000	21,85	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
40000	23,83	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
45000	25,81	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
50000	27,79	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
55000	29,77	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
60000	31,75	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
65000	33,74	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
70000	35,72	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
75000	37,70	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
80000	39,68	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
85000	41,66	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
90000	43,64	5,50	40,05	EE60	60	44,6	15,6	110	247	27170	49,14
95000	45,62	5,15	37,80	EE60	60	44,6	15,6	110	247	27170	50,77
100000	47,60	4,89	34,45	EE60	60	44,6	15,6	110	247	27170	52,49

Tabla 18. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de TDK para 400V

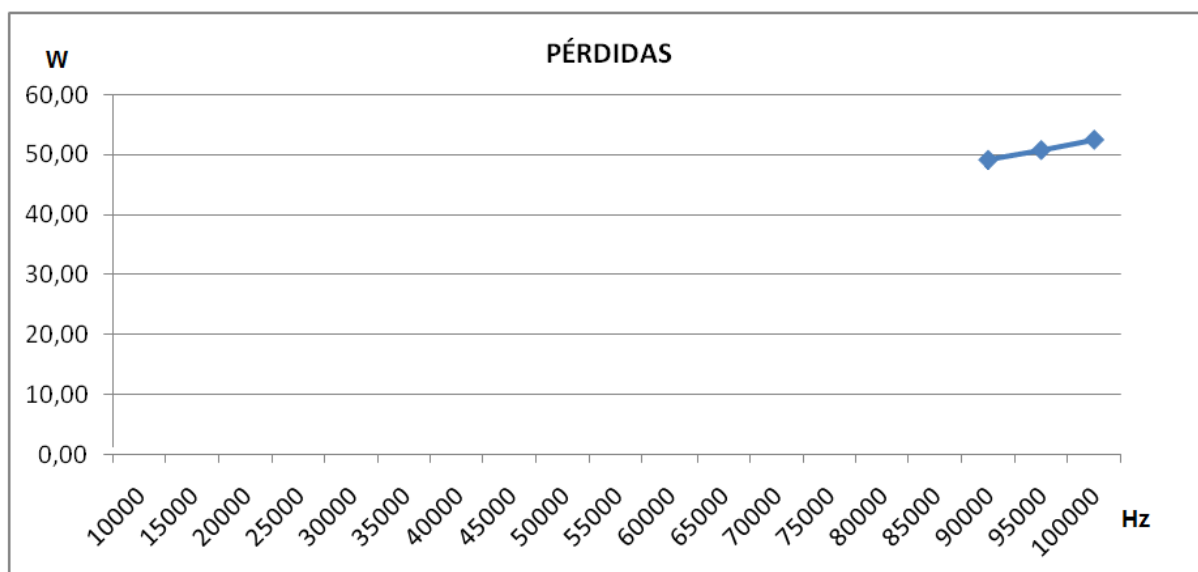


Fig. 36. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina de TDK para 400V

Como ocurre con AVX, se descarta este fabricante.

En la siguiente tabla se resume las mejores opciones de cada fabricante para tener una mejor visión mas clara:

									Bobina												
	F (Hz)	Pérdidas (W)			% de pérdidas	L (mH)	I _{rizado} (A)	T ³ (°C)	Características							Dimensiones (mm)					
		MOSFET Y DIODO	Bobina	TOTAL					Núcleo	Material	Cable	Nº vueltas	Vueltas //	Vuel. TOTAL	Gap (mm)	L (mm)	W (mm)	H (mm)	L Efectiva (mm)	S (mm ²)	V (mm ³)
Ferroxcube	10000	11,95	11,95	23,9	0,96	5,25	0,83	42,36	P66/56	2P90	AWG19	81	2	162	0	63,3	63,3	55,8	123	717	88191
Epcos	25000	17,89	2,16	20,05	0,80	2,10	0,83	6,44	PM87/70	N92	AWG16	61	3	183	1,78	87	36	70	146	910	132860
Magnetics	65000	33,74	3,79	37,53	1,50	0,81	0,83	19,24	EE47228	R	AWG19	69	3	207	3,55	72,4	57,8	19	137	368	50416
AVX	100000	47,6	4,4	52	2,08	0,53	0,83	31,95	ET4916A	F1	AWG19	73	2	146	3,7	48,7	16,3	24,7	114	211	24054
Micrometals	15000	13,93	7,85	21,78	0,87	3,50	0,83	25,23	E305	-8	AWG16	94	2	188	0	77,5	77,5	23,7	185	562	103970
TDK	90000	43,64	5,5	49,14	1,97	0,58	0,83	40,05	EE60	PC40	AWG22	71	2	142	3,66	60	44,6	15,6	110	247	27170

Tabla 19. Comparativa de los núcleos a 400V

En la elección del núcleo no se tiene que tener en cuenta solamente las pérdidas, sino también el volumen de la bobina, ya que el espacio y el peso influyen mucho en el diseño de la placa. Para ello se escoge una pauta de selección (desarrollado según criterio):

$$Criterio = \frac{\text{Volumen} / \text{Volumen}_{\text{máximo}}}{\text{Volumen}_{\text{máximo}} / \text{Volumen}_{\text{mínimo}}} + \frac{\% \text{Pérdidas} / \% \text{Pérdidas}_{\text{máximas}}}{\% \text{Pérdidas}_{\text{máximas}} / \% \text{Pérdidas}_{\text{mínimas}}} = F_A + F_B$$

Ec. 10

$$Criterio = \frac{\text{Volumen} / 132860}{5,52} + \frac{\% \text{Pérdidas} / 2,08}{2,6} = F_A + F_B$$

Éste criterio de selección tiene una parte de carácter subjetiva ya que la relación de Pérdidas vs Volumen no corresponde con ninguna fórmula documentada. En el desarrollo del criterio se le dio un peso equitativo a los dos parámetros relacionándolos con los valores máximos y mínimos que alcanzan y posteriormente sumándolos.

Con este criterio se relaciona el volumen del núcleo con el volumen del fabricante de mayor volumen y las pérdidas con las del fabricante con más pérdidas. Se escogerá el de menor valor.

	Frecuencia (Hz)	Volumen de la bobina (mm ³)	FA	% de pérdidas	FB	CRITERIO (FA + FB)
Ferroxcube	10000	88191	0,120	0,96	0,178	0,297
Epcos	25000	132860	0,181	0,80	0,148	0,329
Magnetics	65000	50416	0,069	1,50	0,277	0,346
AVX	100000	24054	0,033	2,08	0,385	0,417
Micrometals	15000	103970	0,142	0,87	0,161	0,303
TDK	90000	27170	0,037	1,97	0,364	0,401

Tabla 20. Selección del mejor núcleo a 400V

Los fabricantes que mejor se adaptan a las condiciones son Ferroxcube y Micrometals.

Se tiene que recordar que todos estos resultados se han determinado ajustando la corriente de rizado para poder obtener resultados coherentes, pero valen para saber qué núcleos son los más regulares, o mejor dicho, cuales son los que puedan que se asemejen mejor los resultados teóricos con los reales.

Según lo aclarado anteriormente, vemos que Ferroxcube y más concretamente su núcleo P66/56 es el más equilibrado para las condiciones impuestas. En el laboratorio, el núcleo que más se aproxima es el E65/32/27.

Por lo tanto se realizará una comparativa entre los dos núcleos para poder interpretar posteriormente la pérdida de efectividad respecto al P66/56.

Para esta comparativa se pondrán los siguientes parámetros fijos:

- $V_e = 340V$
- $V_o = 370V$
- $P_o = 2000W$
- Irizado 1,5A
- Gap < 5%
- $T^a < 45^{\circ}C$
- 1 conductor

Las pérdidas obtenidas a las distintas frecuencias para el núcleo P66 son las mostradas en la tabla 21.

				Dimensiones							TOTAL (W)
Frecuencia (Hz)	Pérdidas (W)		Tª (°C)	Núcleo				Efectivo			
	DIODO Y MOSFET	P66		Modelo	L (mm)	W (mm)	H (mm)	L (mm)	S (mm2)	V (mm3)	
10000	11,95	4,65	16,98	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	16,60
15000	13,93	1,64	6,28	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	15,57
20000	15,91	1,24	4,41	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	17,15
25000	17,89	0,59	2,14	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	18,48
30000	19,87	0,52	1,88	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	20,39
35000	21,85	0,49	1,60	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	22,34
40000	23,83	0,47	1,54	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	24,30
45000	25,81	0,46	1,50	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	26,27
50000	27,79	0,44	1,46	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	28,23
55000	29,77	0,43	1,43	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	30,20
60000	31,75	0,42	1,39	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	32,17
65000	33,74	0,41	1,37	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	34,15
70000	35,72	0,40	1,34	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	36,12
75000	37,70	0,40	1,32	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	38,10
80000	39,68	0,39	1,30	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	40,07
85000	41,66	0,38	1,28	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	42,04
90000	43,64	0,38	1,26	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	44,02
95000	45,62	0,37	1,24	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	45,99
100000	47,60	0,37	1,23	P66/56	63,3	63,3	55,8	123	717	88191	47,97

Tabla 21. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina del núcleo P66.

Podemos observar que las pérdidas de la bobina no son determinantes ya que las de conmutación de los componentes semiconductores son mucho mayores.

Por otro lado, las pérdidas del núcleo E65 son las siguientes:

				Dimensiones							TOTAL (W)
Frecuencia (Hz)	Pérdidas (W)		T ^a (°C)	Núcleo			Efectivo				
	DIODO Y MOSFET	E65		Modelo	L (mm)	W (mm)	H (mm)	L (mm)	S (mm2)	V (mm3)	
10000	11,95	8,71	33,45	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	20,66
15000	13,93	2,48	10,07	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	16,41
20000	15,91	1,80	6,93	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	17,71
25000	17,89	1,44	5,58	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	19,33
30000	19,87	0,73	2,89	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	20,60
35000	21,85	0,66	2,62	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	22,51
40000	23,83	0,60	2,40	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	24,43
45000	25,81	0,58	2,09	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	26,39
50000	27,79	0,56	2,04	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	28,35
55000	29,77	0,55	1,99	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	30,32
60000	31,75	0,54	1,94	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	32,29
65000	33,74	0,53	1,90	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	34,27
70000	35,72	0,52	1,87	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	36,24
75000	37,70	0,51	1,84	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	38,21
80000	39,68	0,50	1,81	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	40,18
85000	41,66	0,49	1,78	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	42,15
90000	43,64	0,48	1,75	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	44,12
95000	45,62	0,48	1,73	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	46,10
100000	47,60	0,49	1,71	E65	65,0	65,6	27,4	147	540	79380	48,09

Tabla 22. Pérdidas de MOSFET, diodo y bobina del núcleo E65.

Al igual que para el anterior núcleo, las pérdidas tampoco son determinantes respecto a las de los semiconductores.

Para tener una visión más completa, se comparan las pérdidas de ambos núcleos en la siguiente gráfica:

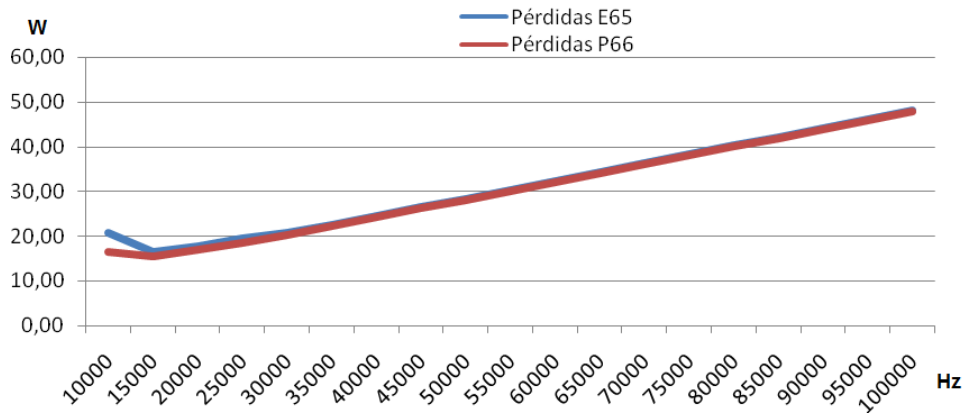


Fig. 37. Comparativa de pérdidas de los núcleos E65 y P66

Entre 15 y 25KHz las diferencias son mínimas. A partir de 25KHz las diferencias son inapreciables, ya que las pérdidas de conmutación son, como mínimo, dos órdenes de magnitud mayores.

Por tanto se puede asegurar que la elección del núcleo E65 es acertada.

3.2.2.4.2 Frecuencia de conmutación

Una vez definidos los semiconductores a utilizar, el MOSFET IXFC14N60P y el diodo BYV29-500, y el núcleo a utilizar, el E65, se tiene que definir la frecuencia de trabajo para el convertidor.

Para ello se parte de la gráfica de pérdidas totales y de temperaturas del núcleo para las distintas frecuencias:

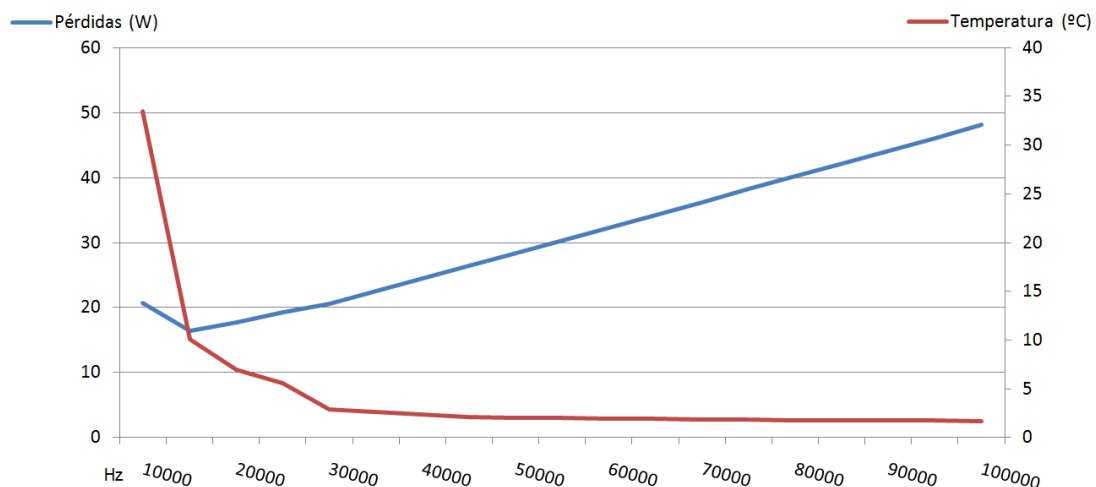


Fig. 38. Pérdidas y temperaturas del núcleo E65

La frecuencia con menores pérdidas es 10KHz, pero eso conlleva una mayor temperatura en la bobina, ya que el conjunto total de pérdidas viene extremadamente influenciado por las pérdidas de los semiconductores.

La frecuencia que mejor equilibra todo el conjunto es 20KHz, ya que las pérdidas son pequeñas y el incremento de temperatura del núcleo está en torno a los 7°C:

- Pérdidas a 20kHz: 17,71W

- Δ Temperatura del núcleo a 20kHz: 6,93°C

3.2.2.4.3 Características de la bobina:

Una vez determinada la frecuencia de conmutación, las características de la bobina son las siguientes:

Frecuencia (Hz)	Pérdidas (W)			% Pérdidas	L (mH)	I _{rizado} (A)	Temperatura (°C)
	MOSFET Y DIODO	Bobina	TOTAL				
20000	15,91	1,67	17,58	0,88	0,92	1,50	6,93

Tabla 23. Características de la bobina

Las pérdidas de los elementos semiconductores y de la bobina respecto a la potencia total del convertidor (2kW) es de apenas un 0,88%. La inductancia es de 0,92mH.

Bobina											
Características						Dimensiones (mm)					
Núcleo	Material	Cable	Nº vuel.	Vuel. //	Gap (mm)	L (mm)	W (mm)	H (mm)	Long. Efectiva	Área (mm ²)	Vol. (mm ³)
E65/32/27	3C81	AWG13	44	1	1,88	65,0	65,6	27,4	147	540	79380

Tabla 24. Dimensiones de la bobina

Se puede observar que el arrollamiento es de 44 espiras de un conductor único y que su “gap” es de 1,88mm. El enrollamiento de la bobina sería el mostrado en la figura 39.

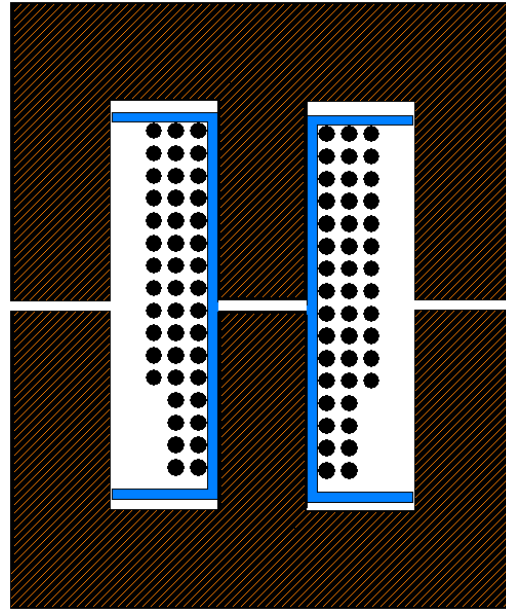


Fig. 39. Esquema del enrollamiento de la bobina

Aunque el valor teórico de inductancia la calcula el programa PExprt, se pueden determinar aplicando la siguiente ecuación:

$$\Delta I = \frac{V_e}{L} \cdot T_{on}$$

Ec. 11

$$L = \frac{V_e}{\Delta I} \cdot T_{on} = \frac{V_e}{\Delta I} \cdot T_{on} \cdot \frac{T}{T} = \frac{V_e}{\Delta I} \cdot d \cdot T$$

Los datos que tomaremos son los siguientes:

- $V_e = 340V$ (tensión del generador a máxima potencia 1,7kW)
- $V_o = 370V$ (tensión de entrada del inversor)
- $\Delta I = 1,5A$ (corriente de rizado máximo)
- $F = 20kHz$

En realidad, la inductancia es función de la corriente de rizado y del entrehierro seleccionado.

Sustituyendo de la Ec. 11 obtenemos:

$$L = \frac{340}{1.5} \cdot 0,081 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 0,918 \cdot 10^{-3} H = 0,918mH$$

Ec. 12

La inductancia sería 0,918mH para una frecuencia de 20kHz.

Para conseguir el entrehierro, se introducen trozos de papel de diferentes grosores entre los núcleos E, al tiempo que se mide la inductancia con un medidor de impedancias para obtener así los valores calculados. El circuito equivalente de la bobina, que se utilizará para regular su inductancia al valor deseado con el medidor, es el siguiente:

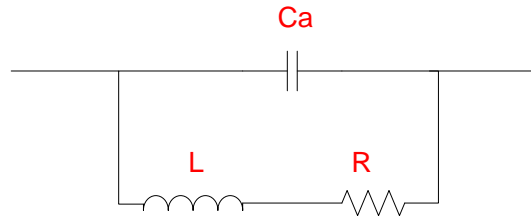


Fig. 40. Circuito equivalente de la bobina

Donde “R” es la resistencia del cable, “Ca” la capacidad parásita producida por el enrollamiento de los conductores en paralelo y “L” es la propia inductancia.

A su vez, el análisis con el mencionado medidor de impedancias se hará para una frecuencia de hasta cuarenta veces superior a la frecuencia de funcionamiento, para así tener en cuenta los armónicos más influyentes (análisis para 800kHz). Los resultados obtenidos son los siguientes:

- R = 0,741 Ω
- L = 0,896mH
- Ca = 6,58pF

Éstos son los valores reales de la bobina.

3.2.2.5 Red snubber

Son circuitos de protección que limitan las derivadas de tensión dv_{AK}/dt y las de intensidad di/dt .

Existen dos tipos básicos:

- Aquellos que controlan el transitorio de apagado controlando el crecimiento de la tensión entre ánodo y cátodo V_{AK} (snubber de apagado). Como elementos almacenadores de energía emplean condensadores, ya que la tensión en estos componentes no puede variar de forma brusca.
- Aquellos que controlan el transitorio de encendido controlando la velocidad de crecimiento de la corriente que atraviesa el dispositivo (snubber de encendido). Emplean bobinas como elementos almacenadores de energía, ya que la intensidad en ellas no puede variar bruscamente.

Snubbers para el control de dv_{AK}/dt

Cuando el dispositivo está apagado (abierto – no conduce), el condensador $C_{snubber}$ se carga a través de la resistencia en serie. Justo en el momento en que conduce, el condensador se descarga a través de él. El valor de la resistencia $R_{snubber}$ debe ser lo suficiente grande como para limitar la corriente que pasa por el dispositivo en el momento en que entre en conducción, ya que por él no sólo circulará la corriente procedente del condensador, sino también la que le llega a través del circuito de potencia. Sin embargo, un valor de $R_{snubber}$ muy elevado provocaría un aumento de la tensión V_{AK} excesivamente lento que perjudicaría al circuito de potencia. Por ello, resulta conveniente el empleo de un diodo D en paralelo con una resistencia $R1$.

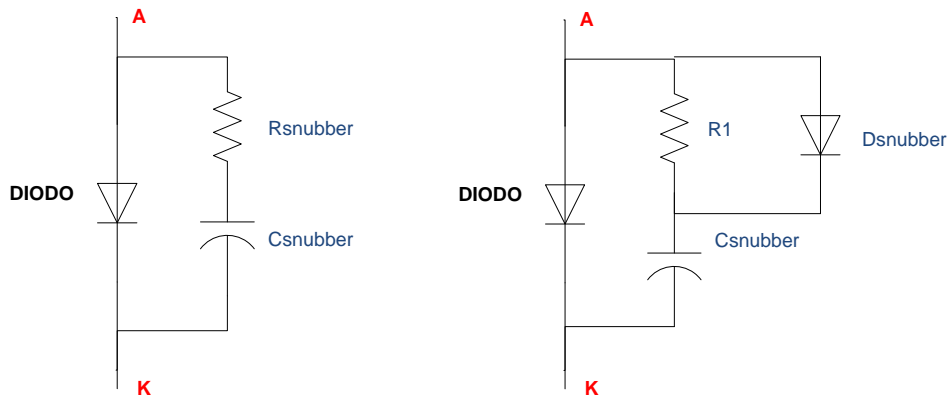


Fig. 41. Redes snubber de apagado. a) sin diodo en paralelo, b) con diodo en paralelo

Por otro lado, el valor del condensador $C_{snubber}$ debe ajustarse de forma tal que cumpla que la derivada de tensión dv_{AK}/dt sea menor que la máxima especificada por el fabricante.

Snubbers para el control de di/dt

Para evitar que al entrar el dispositivo en conducción la corriente que circula por él crezca muy rápidamente y originen puntos calientes que provoquen la destrucción del semiconductor, se conecta en serie con el dispositivo una inductancia. El valor de L debe elegirse de tal forma que cumpla que la derivada de intensidad di/dt sea menor que la especificada por el fabricante.

Sin embargo, esta configuración, además de limitar la velocidad de aumento de la corriente en el proceso de encendido (que es el objetivo que se persigue), también limita la velocidad de disminución de la misma en el proceso de apagado. Esto último puede resultar un inconveniente. Para evitarlo se suele emplear el siguiente circuito:

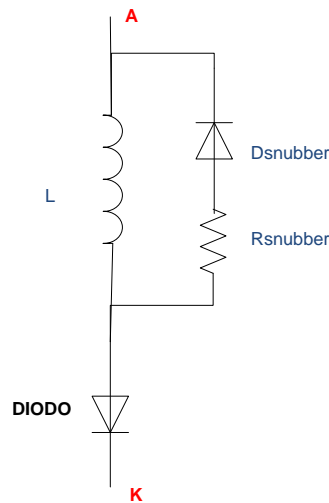


Fig. 42. Red snubber de encendido

Normalmente no preocupa demasiado el proteger contra grandes derivadas de corriente, ya que el propio circuito de potencia, al que está conectado el dispositivo, posee inductancias que hacen el papel de snubber. En nuestro caso tenemos una gran bobina que impide los cambios bruscos de corriente.

Conclusiones:

No se pondrá ninguna red snubber en el circuito. En el caso de que los resultados de los ensayos indiquen que fuesen necesarias se pondrán unas redes snubber de apagado en paralelo con los diodos.

3.2.2.6 Condensadores

La capacidad del condensador vendrá determinada por la siguiente fórmula:

$$Ec. 13 \quad \Delta V_o = \frac{1}{C} \cdot I_o \cdot d \cdot T$$

$$C = \frac{1}{\Delta V_o} \cdot I_o \cdot d \cdot T$$

Se considerará que el rizado máximo de la tensión de salida es de un 1% (3,7V) a potencia nominal. Esto da una capacidad mínima de 64μF.

Para el cálculo de la corriente eficaz que tiene que soportar el condensador se utilizará la siguiente fórmula:

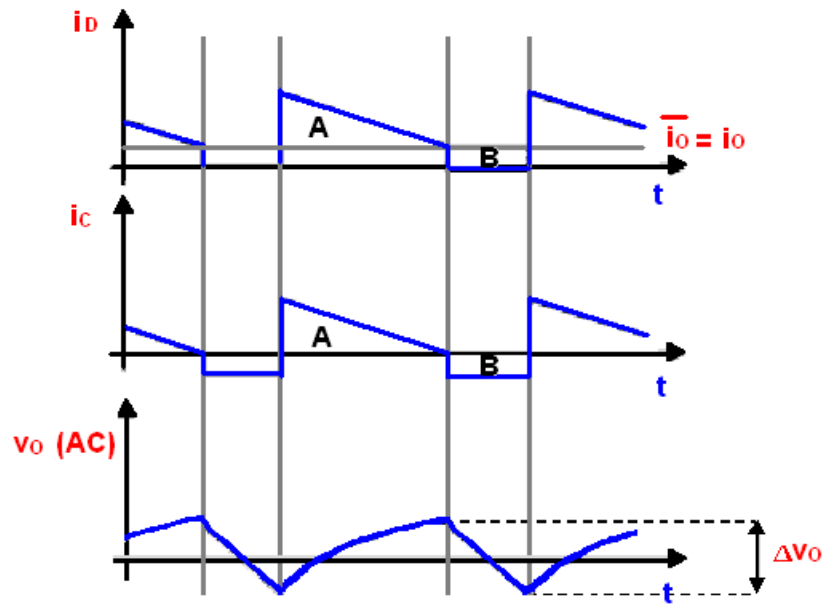


Fig. 43. Graficas i_D , i_C y v_o

$$I_{efc}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{T_{off}} ((I_{D_{max}} - I_o) - 26595 \cdot x)^2 dx + \frac{1}{T} \int_{T_{off}}^T (-I_o)^2 dx \quad \text{Ec. 14}$$

$$I_{efc}^2 = \frac{1}{50\mu s} \int_0^{45,9\mu s} (6,63 - 5,41) - 26595 \cdot x)^2 dx + \frac{1}{50\mu s} \int_{45,9\mu s}^{50\mu s} (-5,41)^2 dx = 2,866 A^2$$

Siendo 26595 la inversa de la pendiente de la recta que limita el área "A".

Por tanto, la intensidad eficaz que tiene que soportar el condensador de salida es de 1,7A.

También se tiene que tener en cuenta la ESR (resistencia serie equivalente) la cual se quiere que sea lo más pequeña posible.

Como medida de seguridad se escogerá un condensador superior a los 64μF calculados anteriormente. El dispositivo elegido es de 150μF con una ESR de 0,48Ω a 100Hz. Es capaz de soportar hasta 7,2A y sus dimensiones son de 30mm de diámetro por 35 de alto. Las horas de funcionamiento son del orden de 6000 horas a 105°C y el rango de temperatura de -40°C a 105°C.

3.2.3 Driver

Para la selección del driver se tendrá en cuenta los siguientes aspectos:

- La tensión máxima de salida del driver debe ser mayor que la tensión mínima necesaria en la puerta del MOSFET para la conmutación a la frecuencia seleccionada.
- Debe cumplir los requerimientos de potencia.

Para este caso particular, V_{GSmin} del MOSFET para una $I_{Dmax} = 6,6A$ va desde 6,5V (para una t^a de 125°C) hasta los 7,5V (para una temperatura de -40°C).

Después del análisis de varios drivers (IXDD414, IXDD430 Y TC4421), se escoge el driver IXDD414 por ser más fácil su uso. Éste es un driver de señal no inversora para MOSFET canal N. El encapsulado es el TO220.

Se coge el modelo 1B ya que no utiliza el pin de habilitación EN ahorrándose así dicho circuito auxiliar, lo único que se tiene que hacer es alimentar dicha patilla, es decir, conectarla con la de alimentación V_{cc} .

La tensión de salida es $V_{cc} - 0,025$. Alimentándolo a 12 V tenemos una V_o de 11,975V, suficientes para disparar los MOSFETs.

Se pondrá una resistencia serie entre la patilla 2 (OUT) y la puerta del MOSFET de 5Ω y 5W para evitar picos de corriente demasiados agresivos.

Se utilizará el negativo del driver como “puente” entre los negativos de control y de potencia, es decir, es el enlace para que todas las masas sean equipotenciales.

Se debe colocar el driver lo más cercano posible de los MOSFET (<1cm).

3.2.4 Rectificador

Dispositivo encargado de convertir la corriente alterna, cuyo valor medio es nulo, en una tensión unidireccional de valor no nulo (corriente continua pulsante). Éste será un rectificador trifásico no controlado en puente.

Deberá soportar como mínimo 600V (tensión de pico = $342 \cdot \sqrt{2} = 482.2V$), es decir casi el doble de la tensión de entrada debido a los picos de tensión producidos en la turbina, y una corriente no inferior a 7 amperios.

Se realizará el mismo cálculo de pérdidas de conmutación y de conducción que se ha realizado para los diodos pero con una frecuencia de 50Hz:

MODELOS	FABRICANTES			
	International Rectifier	Semikron	Ixys	Fairchild Semiconductor
	26MT40	DBI15-06	VUE22-06NO7	GBPC1206
	54MT80KB	DBI25-06	VUO16	GBPC1506

Tabla 25. Modelos de rectificadores

Las pérdidas son las siguientes:

International Rectifier		SEMIKRON		IXYS		Fairchild Semiconductor	
26MT40	54MT80KB	DBI15-06	DBI25-14	VUE22-06NO7	VUO16	GBPC1206	GBPC1506
6,18	4,77	4,04	4,04	6,68	5,63	4,73	4,64

Tabla 26. Pérdidas de los rectificadores

Como se puede observar, cualquiera de los dos rectificadores de Semikron nos vale, por lo tanto, cogeremos el DBI25-14 porque soporta más corriente (hasta 25A) y una tensión mayor (hasta 1400V).

El fabricante recomienda conectar una red snubber RC con una resistencia de 50Ω y un condensador de $0,1\mu\text{F}$.

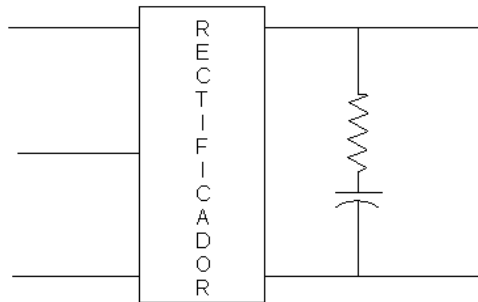


Fig. 44. Red snubber del rectificador.

El condensador será de 650V y la resistencia de 1W.

3.2.5 Sensor de corriente

Para la medida de la corriente de salida se escogió el sensor LTS15-NP. Es un sensor que puede medir hasta 15A pero se utilizará la conexión de hasta 5A ya que así se gana en precisión. Aunque la corriente máxima de salida calculada anteriormente es de 5.41A, ésta es para 2kW, pero la potencia máxima real de la máquina es de 1,7kW, con una corriente máxima de salida de 4,59A. Por eso no se sale de escala la lectura.

La tensión de salida es de 2,5V para 0A y $\pm 0.625V$ que sería la lectura de la corriente. Con 3.125V la lectura de corriente es de 5A:

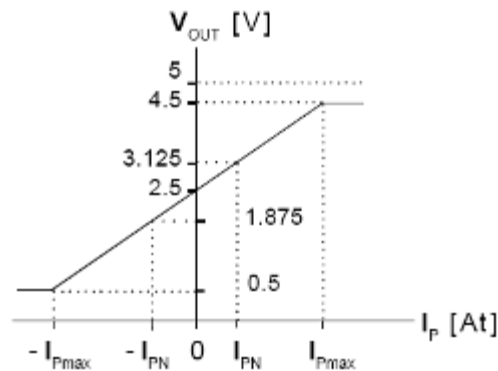


Fig. 45. Recta de lectura del sensor

Los distintos conexiones del sensor se muestran en la figura 46:

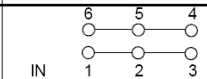
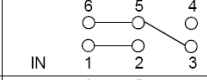
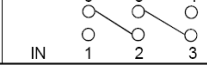
Number of primary turns	Primary nominal r.m.s. current I_{PN} [A]	Nominal output voltage V_{OUT} [V]	Primary resistance R_p [m Ω]	Primary insertion inductance L_p [μ H]	Recommended connections
1	± 15	2.5 ± 0.625	0.18	0.013	
2	± 7.5	2.5 ± 0.625	0.81	0.05	
3	± 5	2.5 ± 0.625	1.62	0.12	

Fig. 46. Conexiones del sensor de corriente

Se utilizará el tercer conexionado donde el primario tiene tres espiras. Las espiras están entre los pines 1-6, 2-5 y 3-4.

Se conectará una resistencia de 1M Ω a la salida del sensor para tener una tensión de lectura fija (como opción para la mejora en el control).

La alimentación del sensor es de 5V.

3.2.6 Refrigeración

Debido a las pérdidas en estado activo y por conmutación, dentro del dispositivo de potencia, se genera calor. Este calor se debe transferir a un medio que facilite la refrigeración, para mantener la temperatura de operación en la unión dentro del intervalo especificado. Aunque esta transferencia de calor se puede efectuar por conducción, convección o radiación. Lo que más se usa en aplicaciones industriales es la convección natural (enfriamiento natural) o forzada (enfriamiento forzado) con aire.

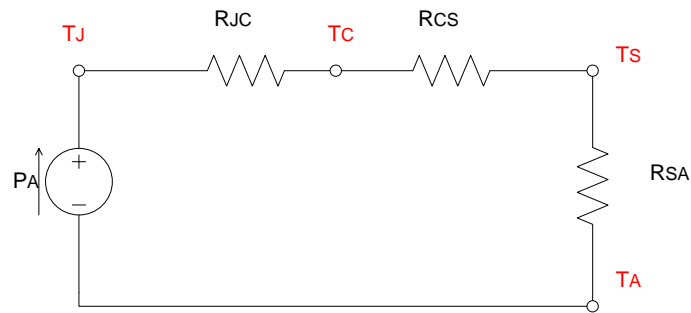


Fig. 47. Esquema térmico

El calor debe pasar del dispositivo a su encapsulado y después al disipador o radiador de calor en el medio de enfriamiento. Si P_A es la pérdida promedio de potencia en el dispositivo, la analogía eléctrica del mismo, cuando está montado en un disipador de calor, se ve en la figura 47. La temperatura de unión de un dispositivo es T_J y se determina con:

$$T_J = P_A (R_{JC} + R_{CS} + R_{SA}) \quad \text{Ec. 15}$$

Donde

R_{JC} = Resistencia térmica de unión a encapsulado. °C/W
 R_{CS} = Resistencia térmica del encapsulado al disipador. °C/W
 R_{SA} = Resistencia térmica de disipador a ambiente. °C/W
 T_A = Temperatura ambiente. °C

En el caso normal, las resistencias R_{JC} y R_{CS} las especifican los fabricantes del dispositivo de potencia. Una vez conocida la pérdida de potencia P_A , se puede calcular la resistencia térmica requerida del disipador de calor para determinada temperatura ambiente T_A . El siguiente paso es elegir el disipador, y su tamaño, que cumplan con el requisito de resistencia térmica.

Los componentes de potencia se refrigeraran con unos disipadores fabricados con placas de aluminio, mientras que a los demás dispositivos que necesiten refrigeración les incorporaremos unos disipadores comerciales. Todos los dispositivos se unirán a sus disipadores o placas de aluminio, con tornillos de plásticos y con láminas de mica y pasta térmica entre ambos.

El sistema de refrigeración se basará en una recirculación forzada por un ventilador que refrigera las placas de aluminio y los disipadores. Dicho ventilador estará colocado en la carcasa y orientado hacia los componentes más sensibles.

3.2.6.1. Disipadores de placa de aluminio:

Para disipar la potencia térmica excedente de los componentes semiconductores de la etapa de potencia, se dimensiona unos disipadores de aluminio.

Para el dimensionamiento no se tendrá en cuenta si el dispositivo tendrá finalmente o no refrigeración forzada, ya que, como su ubicación es en un armario cerrado y sin ventilación, se tomará el peor caso de todos para el cálculo porque no se podrá evacuar la energía disipada en el volumen de aire interior al exterior de dicho armario.

Los pasos a seguir para el cálculo de los disipadores son los siguientes:

- 1º- Cálculo energético de los dispositivos semiconductores
- 2º- Cálculo de la superficie necesaria (por iteración)
- 3º- Dimensiones de los disipadores y verificación de que es capaz de disipar dicha energía

1º Cálculo energético de los dispositivos semiconductores:

Para el cálculo de la energía máxima que pueden disipar los componentes únicamente se dividirá el incremento de temperatura entre la resistencia térmica equivalente en la unión.

Se realizarán los cálculos para el caso más desfavorable, es decir, para un incremento de temperatura de 15°C (con una temperatura máxima de 60°C y una temperatura ambiente de 45°C), y sin refrigeración forzada. Con estos cálculos se garantizará que dichos componentes puedan disipar perfectamente la energía excedente.

- Rectificador:

R_{thJA} = resistencia térmica de la unión al ambiente (K/W)

Potencia máxima que puede disipar:

$$\frac{\Delta T^a}{R_{thJA}} = \frac{15}{8} = 1,87W \quad Ec. 16$$

Como las pérdidas del rectificador son 4,04W se necesita disipar 2,16W para que el componente no se queme, por lo que necesita un disipador.

- Diodo:

Potencia máxima que puede disipar:

$$\frac{\Delta T^a}{R_{thJA}} = \frac{15}{60} = 0,25W \quad Ec. 17$$

Aunque se tiene dos diodos en paralelo, la disipación total que tienen es de apenas 0,5W. Como las pérdidas son de 4,05W, se necesita disipar 3,55W más de lo que soportan.

- MOSFET:

Potencia máxima que puede disipar:

$$\frac{\Delta T^a}{R_{thJA}} = \frac{15}{1,25} = 12W \quad Ec. 18$$

Los transistores pueden, teóricamente, soportar la temperatura que alcanza debido a que sus pérdidas son de 5,93W ya que se colocan dos transistores en paralelo, por lo que las totales son de 11,86W. Debido a la incertidumbre que se tiene en el cálculo de dichas pérdidas, y a que están al límite de la máxima disipación que pueden soportar, se refrigerará también a los transistores.

La potencia térmica mínima total de los dispositivos semiconductores que se debe disipar es de 5,71W, pero por lo comentado anteriormente sobre los cálculos de pérdidas, y en el caso de que se quemase algún diodo o MOSFET, se tomará unas pérdidas tres veces superiores, 17,13W (17,13J en un segundo).

2º Cálculo de la superficie necesaria para la disipación (por iteración)

Una vez determinada la energía que es capaz de disipar los semiconductores y la energía que es necesaria disipar se determinará la superficie necesaria que tendrá el disipador de aluminio.

Las placas que se van a usar son de aluminio. El aluminio tiene un calor específico de 900J/Kg·K. Como se quiere que sea capaz de disipar esta energía sin el ventilador (por si acaso se avería) se partirá de que la temperatura máxima será de 60°C con una temperatura ambiente de 45°C.

Se tomará unas dimensiones iniciales para la placa para y así realizar los cálculos. Si los resultados divergen mucho de una solución factible, se cambiarán las dimensiones y se realizará otra iteración. Las dimensiones iniciales son:

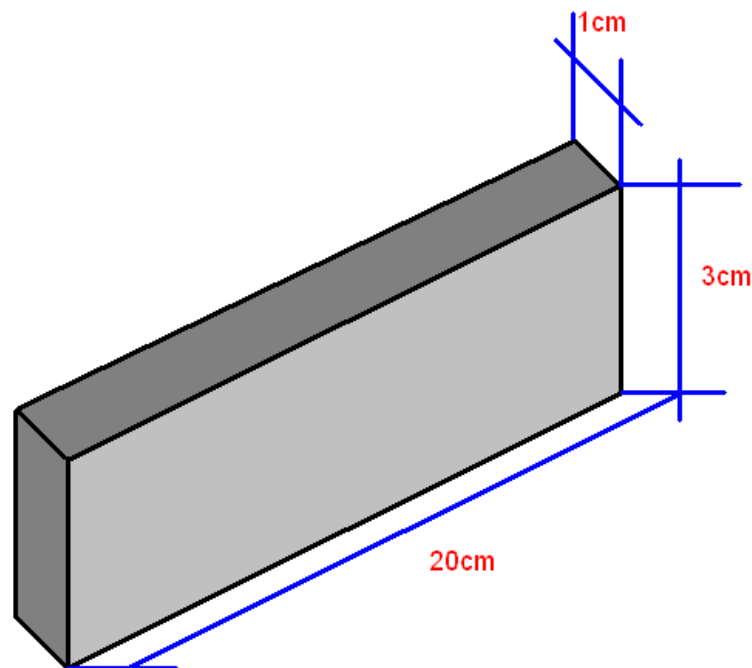


Fig. 48. Dimensiones iniciales placa de aluminio.

Se analizará todo el problema como un sistema de convección libre, ya que se realizarán los cálculos sin considerar el ventilador. A su vez, por problemas de diseño de la placa PCB, la placa de aluminio se dividirá en dos: una parte para el rectificador; y otra parte para los otros dispositivos semiconductores (MOSFETs y diodos). Por lo que se tiene que evaluar la influencia de dicha actuación ya que el análisis explicado posteriormente se realiza sobre una única placa.

Para saber la energía que es capaz de disipar se tiene que calcular el flujo térmico. Una vez calculado, se comprobará si es capaz de transmitir a través de su sección un flujo térmico mayor para garantizar así que dicha potencia se puede disipar por la cara opuesta de donde van enganchados los dispositivos a refrigerar.

En la siguiente tabla se puede observar las propiedades del aire seco:

Temperatura K	Densidad $\rho(\text{Kg/m}^3)$	Calor específico C_p (KJ/Kg°C)	Visc. Dinam. $\eta \cdot 10^5$ (Kg/m·seg)	Visc. Cinem. $\nu \cdot 10^5$ (m ² /seg)	Conductiv. Térmica λ (W/m°C)	Dif. Térmica $\alpha \cdot 10^4$ (m ² /seg)	Nº de Prandtl Pr (adimensional)
450	0,7833	1,021	2,484	31,71	0,0371	0,4222	0,683

Tabla 27. Propiedades del aire

Nº de Rayleigh:

$$R_{a_x} = \frac{g\beta(T_s - T_\infty)x^3}{\nu\alpha} \quad \text{Ec. 19}$$

Siendo:

$$\beta = 1/45$$

$$g = 9,8\text{m/s}^2$$

Entonces:

$$Ra = 65880$$

Nº de Nusselt.

$$\overline{Nu}_L = \frac{\overline{h}L}{k} = C Ra_L^n \quad \text{Ec. 20}$$

Donde C = 0,59 y n = ½.

Entonces

$$Nu = 151,44.$$

Con una $h = 187,27 \text{ W/m}^2 \cdot \text{K}$, se despeja q'' de la siguiente ecuación:

$$\bar{h} = \frac{q_s''}{\Delta T_{L/2}} \quad \text{Ec. 21}$$

Por lo que el flujo térmico es de:

$$q'' = 2809 \text{ W/m}^2$$

Éste es el flujo térmico máximo que podría disipar por convección con el aire la placa de aluminio.

Se comprobará que la superficie es capaz de transmitir dicha potencia a través de su sección suponiendo que se pierde medio grado centígrado:

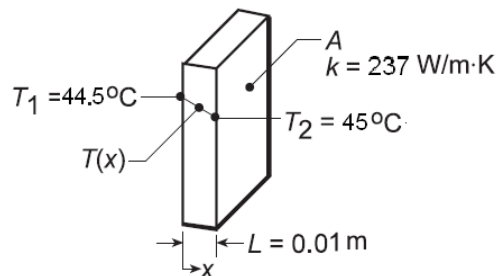


Fig. 49. Sección de flujo de calor a través de una pared.

$$q_x'' = -k \frac{dT}{dx} = k \frac{T_1 - T_2}{L} \quad \text{Ec. 22}$$

$$q_x'' = 11850 \text{ W/m}^2$$

Por lo que el aluminio es capaz de transmitir un flujo térmico mucho mayor que el que necesitamos.

Ahora se calcula la potencia que es capaz de disipar la placa, suponiendo que solo disipa por la cara posterior y por el perfil superior:

$$q = 2809 \cdot 0,2 \cdot (0,03 + 0,01) = 22,47 \text{ W} \quad \text{Ec. 23}$$

Conclusión:

$17,13 \text{ W} < 22,47 \text{ W}$ por lo que con una placa de dimensiones $20 \times 3 \times 1 \text{ cm}$ se puede evacuar el exceso de temperatura de los componentes sin necesidad de un ventilador. Puede disipar un 31,17% más de lo requerido (5,34W)

3º- Dimensiones de los disipadores y verificación de que es capaz de disipar dicha energía

Debido a las características de diseño de la PCB, no se puede usar una única placa de aluminio, sino que se tiene que dividir en dos: una placa para el rectificador; y otra para los dispositivos semiconductores. Las dimensiones de las placas son las siguientes:

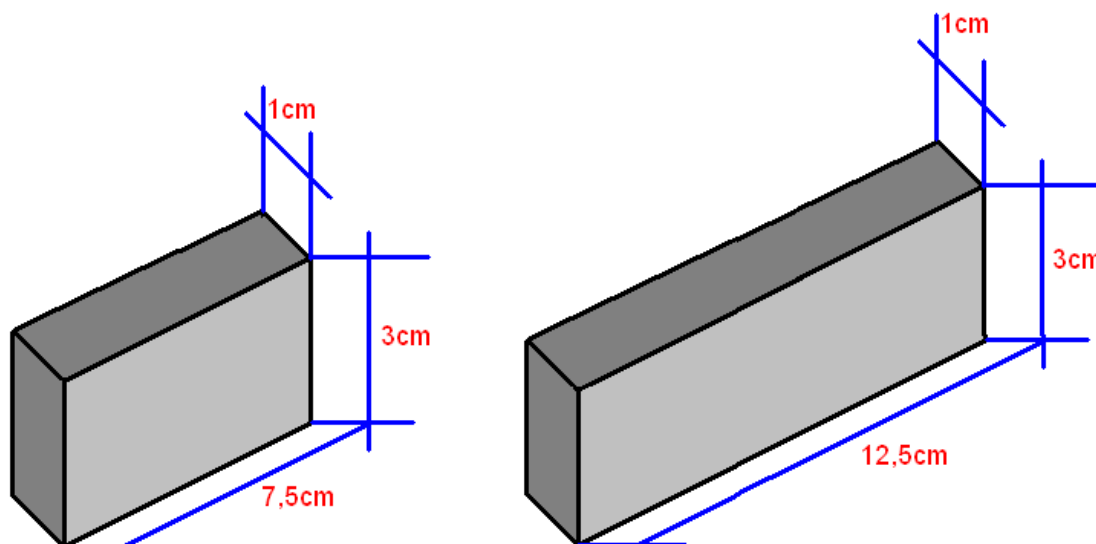


Fig. 50. Dimensiones de las placas de aluminio.

Ahora determinaremos la influencia de esta disposición sobre los cálculos iniciales:

	TOTAL	RECTIFICADOR	SEMICONDUCTORES
Potencia TOTAL Real (W)	5,71	2,16	3,55
Potencia utilizada en el cálculo (W)	17,13	6.48	10,65
Dimensiones placas (mm)	200	75	125
Capacidad de disipación de las placas (W)	22,47	8,42	14,04

Tabla 28. Capacidad de disipación de las placas

Se puede observar que, al haberse realizado los cálculos anteriores con una placa con una capacidad de disipación mayor de la requerida, al dividir la placa en dos de distintas dimensiones, éstas cumplen con las condiciones de los dispositivos que tienen que refrigerar.

3.2.6.2. Disipadores comerciales:

Se analizarán el resto de los dispositivos que podrían necesitar disipación con las mismas condiciones que en el apartado anterior ($T^{\text{a}}_{\text{ambiente}} = 45^{\circ}\text{C}$ y $T^{\text{a}}_{\text{máxima}} = 60^{\circ}\text{C}$):

- Fuente de alimentación:

La temperatura máxima de operación es de 90°C . Tiene una eficiencia del 78%, por lo que si suministra 6W máx, la fuente tendría que disipar 1,69W. Según el fabricante, este elemento no necesitaría refrigeración siempre y cuando no superemos los 90°C de temperatura ambiente.

- Driver:

El driver se alimenta con 12V, por lo que la corriente de salida corresponde con el punto señalado en la siguiente gráfica, que es aproximadamente 9,2A.

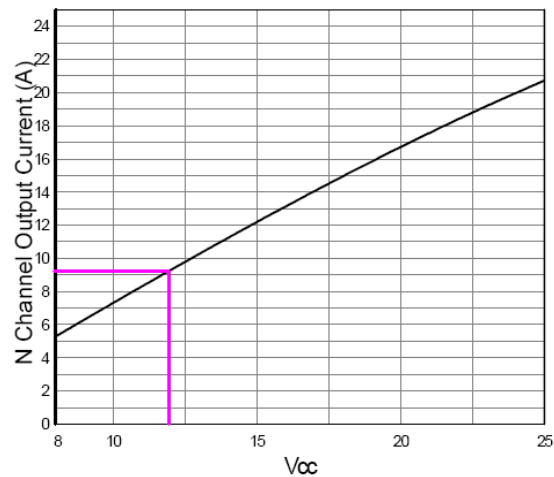


Fig. 51. Gráfica V_{cc} – I_{out} del driver

Con esa corriente de salida se puede observar que la temperatura máxima que soporta el dispositivo es de 80°C:

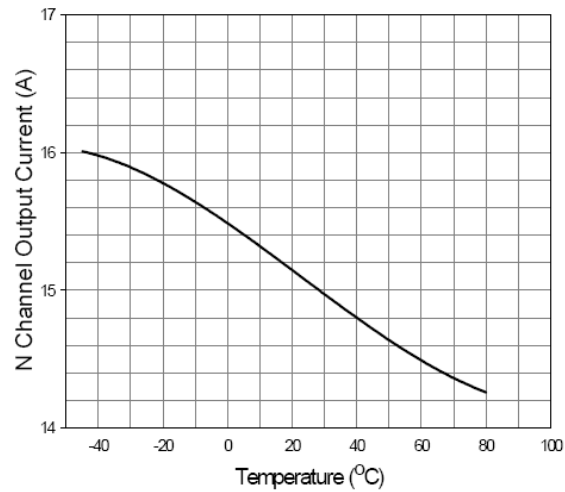


Fig. 52. Gráfica $T^a - I_{out}$ del driver

El encapsulado TO220 tiene una resistencia térmica de la unión al ambiente (R_{thJA}) de 62,5K/W, por lo que la potencia que es capaz de disipar es:

$$\frac{\Delta T^a}{R_{thJA}} = \frac{(60 - 45)}{62,5} = 0,24W \quad Ec. 24$$

Y la potencia a disipar es:

$$\frac{\Delta T^a}{R_{thJA}} = \frac{(80 - 45)}{62,5} = 0,56W \quad Ec. 25$$

Por lo tanto necesitamos disipar:

$$P = 0,56 - 0,24 = 0,32W \quad Ec.26$$

Es decir, necesitamos un disipador con una capacidad de disipación mínima de:

$$\frac{15}{0,32} = 46,9 K/W \quad Ec.27$$

Regulador CC:

El regulador alimenta al sensor de corriente, cuyo consumo es de:

$$I_C = 20 + I_s [mA] \quad \text{Ec. 28}$$

Donde I_s es la corriente en el secundario del sensor. Suponiendo una corriente máxima de 5A, el consumo es de 25mA.

Con esta corriente se observa la siguiente gráfica y se determina que el consumo es muy pequeño para que se aprecie con un aumento en la temperatura de la unión del dispositivo.

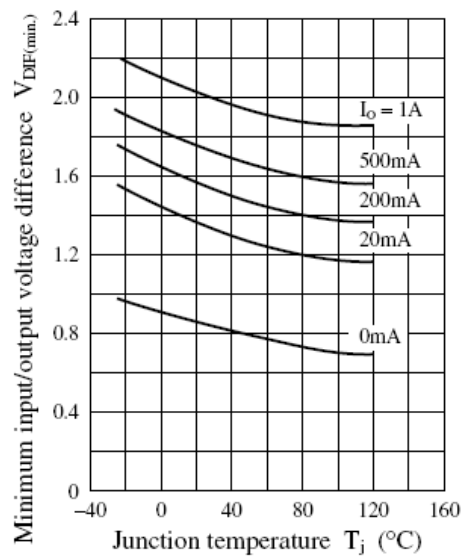


Fig. 53. Gráfica $T^a_{unión} - V_{dif}$

Con un cociente entre la tensión de entrada y la de salida de 2,4 (12V/5V), en la siguiente gráfica se puede observar cuál es la potencia máxima que puede disipar:

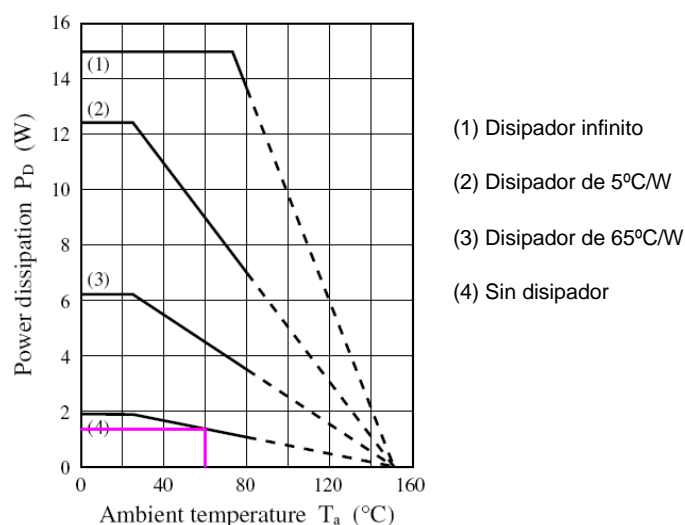


Fig. 54. Gráfica $P_D - T^a_{ambiente}$

Sin disipador, el regulador puede disipar aproximadamente 1,6W.

Por lo tanto, con lo expuesto anteriormente, este dispositivo no necesita un disipador. Aún así, como solo puede disipar 1,6W, y en caso de que por algún mal funcionamiento del sensor, o porque se tenga que incorporar algún elemento a mayores en el control, se pondrá un pequeño disipador de unos 65°C/W.

3.2.6.3. Ventilador:

Aunque los cálculos anteriores han sido realizados sin considerar que la ventilación es forzada, le pondremos un ventilador como medida de seguridad, especialmente en la fase de pruebas.

El ventilador tiene un consumo máximo de 2,3W con una tensión de alimentación de 12V.

Incorpora una sonda térmica y un regulador para el cual a 50°C el ventilador está a máximo rango de funcionamiento. El enganche del sensor de temperatura se realizará mediante una especie de grapa al disipador de los MOSFETs y de los diodos, ya que son los puntos críticos en lo que se refiere a temperatura.

Su caudal es de 40 m³/h por lo que podría renovar el aire de la caja en 1,02 segundos.

Su disposición y conexionado serían los siguientes:

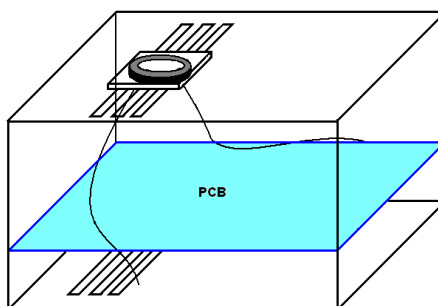


Fig. A

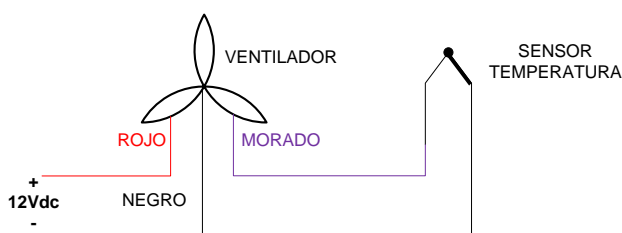


Fig. B

Fig. 55. A) Disposición del ventilador; B) Conexión eléctrica

3.2.7 Fuente de alimentación

Se necesita una fuente de alimentación para los circuitos de medición y de control. Para ello se utilizará un TMS06112.

Esta fuente de alimentación proporciona hasta 6W de potencia y una tensión de salida de 12V. La frecuencia de entrada es de 47 a 63 Hz con un rango de tensión de 85 a 264 VAC.

La potencia requerida para este dispositivo es:

Driver: $P = 12V \cdot 3mA = 0,036W$

Sensor de corriente: $P = 5V \cdot (I_s + 20)mA = 5V \cdot 25mA = 0,125W$

Refrigeración $P = 2,3W$

Las necesidades de potencia totales son de 2,46W, por lo que se cumpliría con los requisitos exigidos.

El fabricante recomienda la incorporación de un fusible en la salida de 1A.

3.2.8 Regulador CC

Se necesita un regulador de corriente continua para pasar de 12V de la salida de la fuente de alimentación a 5V (requeridos por el sensor de corriente). Para ello se escoge el regulador LM7805. El encapsulado es TO220.

Puede suministrar hasta 1A a la salida pero se necesita 25mA como máximo.

La tensión de salida varía entre 4,9 y 5,1 para una temperatura en la unión de 25°C. Estos valores son aceptables ya que el sensor tiene una tolerancia en la entrada de un 5% (entre 4,75 y 5,25V).

Necesita un condensador a la entrada de 0,33μF y otro a la salida de 0,1μF.

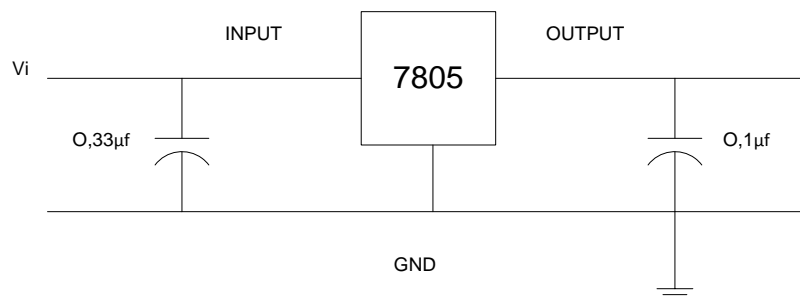


Fig. 56. Conexión del regulador de CC

3.2.9 Fusibles

Desde el punto de vista electrotécnico, la primera protección que debe existir en los circuitos eléctricos es, sin duda, contra la avería más importante y al mismo tiempo más frecuente en las instalaciones eléctricas que es el cortocircuito. El cortocircuito representa un aumento violento de la intensidad de un circuito hasta límites no soportados por los componentes y/o conductores.

Los fusibles son los elementos de protección, que introducidos en serie, tiene como misión abrir el circuito de conexión en el que está instalado por fusión, cortando la corriente cuando sobrepasa un determinado valor durante un cierto tiempo.

Se necesita dos fusibles:

- Etapa de potencia:

Se pondrá un fusible de 7A para esta etapa debido a que el dispositivo más sensible, que es el diodo, soporta hasta 9A. Tendrá unas dimensiones de 6,3x32mm.

- Etapa de control:

Se pondrá otro fusible de protección, para la fuente de alimentación de la etapa de control, de 1A, ya que nos lo recomienda el fabricante. Tendrá unas dimensiones de 5x20mm.

Son fusibles de “uso general” para protecciones de líneas y cilíndricos.

3.2.10 Conectores

Hay tres posibilidades de colocación en la PCB según la posición de los pines respecto a la horizontal de la placa(es decir, tres modelos):




- Pines a 90°	90	
- Pines a 180°	180	
- Pines a 270°	270	

Fig. 57. Orientación pines conector PCB



Etapas de potencia:

El conector elegido es el IEC para cables de 7,62mm. Soporta hasta 500V y una corriente de 41A. Su disposición respecto a la PCB sería de posición vertical.

Para evitar equivocaciones de conexión la tensión de salida (bus de continua) tendrá dos pares de pines y la tensión de entrada (trifásica) tendrá tres.

Etapas de control:

El conector elegido es el PA Connector para cables de 2mm. Soporta hasta 250V y una corriente de 3A. Su disposición también sería vertical.

Se tiene tres señales de control que se diferencian con conectores de distinto número de pines:

- | | |
|-------------------------------------|---------|
| - Control MOSFET | 2 pines |
| - Lectura sensor de corriente | 3 pines |
| - Alimentación | 4 pines |
| - Lectura sensor tensión (opcional) | 5 pines |

Bobina:

Se conectará eléctricamente la bobina a la PCB mediante una soldadura directa.

3.2.11 PCB

A la hora de construir el circuito electrónico se recurrirá a la técnica de circuitos impresos o PCB (Printed Circuit Board).

Las ventajas de las PCB son las siguientes:

- Mayor resistencia a la humedad
- Alto aislamiento
- Capacidades parásitas constantes y escasas
- Menor combustibilidad
- Disminución de errores de montaje
- Mayor resistencia mecánica
- Disminución de peso y volumen de los circuitos
- Automatización del proceso de fabricación, montaje y soldadura

La placa base sobre la que se situaran los componentes es de material aislante, normalmente baquelita o fibra de vidrio, y sobre la misma se ha depositado galvánicamente una capa de cobre que será el material conductor. Puede ser monocapa, bicapa o multicapa (con capas intermedias). En este caso, las PCB son de dos capas (bicapa).

La fabricación de una placa de circuito impreso consiste en dibujar sobre el cobre las conexiones eléctricas que unirán a los distintos componentes y, a continuación, someter la placa a un líquido corrosivo que elimine las zonas de cobre sobrantes.

Una vez que se tenga la placa acabada, se procede al taladrado para poder situar y soldar los componentes.

El diseño se realizará con el programa ORCAD.

Criterios básicos de diseño

Para su diseño se ha tomado los siguientes criterios para que tenga un correcto funcionamiento:

- Todas las pistas deben ser construidas con una longitud lo más reducidas posibles, con el fin de reducir al máximo las impedancias parásitas que aparecen proporcionalmente con la distancia de trazado. Esta norma será especialmente crítica en aquellos subsistemas de control que manejen señales de tensión especialmente sensibles al ruido y sean elementos de especial relevancia en el control y estabilidad del sistema.
- Las pistas que transmitan señales pulsantes guardarán un recorrido paralelo que favorezcan en la manera de lo posible la reducción del área electiva entre pistas; de esta forma la influencia del ruido electromagnético se verá minimizada.
- El ancho de pista en la capa asociada a las pistas de potencia depende del grosor de la capa de cobre, que en nuestro caso es de 35 μ m. Por lo que será como mínimo la de la anchura mostrada en la siguiente figura:



Fig. 58. Ancho de las pistas de potencia

Para el cálculo de la anchura de la pista se tomó una corriente máxima de 8A y una temperatura máxima de 75°C dando así una anchura de 5,2mm para pistas internas y de 2mm para pistas externas aproximadamente. La herramienta para lograr una correcta densidad de corriente por las pistas sin aumentar su ancho (debido a problemas en el diseño de la PCB) será el estañado adicional una vez fabricada la placa; con ello se aumenta el espesor (la altura) de las pistas, y se logra una menor densidad de corriente por unidad de área. Esta solución será válida a nivel de prototipo; no obstante, la solución técnica más adecuada es la utilización de la tecnología multicapa para disponer de varios planos de potencia con áreas de cobre para distinguir la circulación de corriente en capas intermedias.

- El número de vías entre la cara de control y la cara de potencia será el mínimo posible, para reducir en la manera de lo posible aquellas pistas que discurren por ambas capas, estando expuestas a una mayor cantidad de ruido.
- Los transistores de la fuente conmutada, origen de la mayor parte del ruido EMI generado en la placa son objeto de un estudio individualizado y específico:
 - o En primer lugar, la longitud de la zona de corriente pulsante debe ser lo más corta posible.
 - o En segundo lugar, los driver que alimentan dichos transistores deben estar situados lo más cerca posible de ellos, para minimizar efectos parásitos.
 - o En tercer lugar, la distancia entre transistores debe ser mínima con el fin de evitar diferencias en la longitud de pista que los dispara y conseguir un funcionamiento totalmente paralelo y sincronizado.
 - o Cuarto, se pondrá la bobina lo más cerca posible del condensador de entrada.
 - o Quinto, por debajo de la bobina no deben circular pistas y los terminales de la misma irán soldados directamente en la placa.
 - o Por último, se comprueba si en la práctica es necesario el uso de redes snubber en paralelo en la pareja de transistores de conmutación o en la pareja de diodos para disminuir sobreoscilaciones (efecto ringing) de la onda PWM, y con ello la influencia del ruido en el resto del circuito. Dichas redes snubber deben colocarse inmediatamente adyacentes a la pareja de transistores o diodos con un tamaño cuasi-insignificante de longitud de pistas para lograr el efecto deseado.
- Se colocarán condensadores de desacoplo en cada componente perteneciente a la etapa de control, entre los terminales de alimentación y masa y procurando establecer un camino lo más reducido posible. Así se asegura una correcta alimentación de cada componente y se evitan los problemas derivados de la fluctuación en la tensión de entrada.
- La unión de las masas de potencia y control se realizará en aquel o aquellos puntos en los que el acoplamiento del ruido sea mínimo. La teoría dice que la localización óptima para este punto es la entrada de ambas alimentaciones, pero se comprueba en la práctica como esto no es del todo cierto, sino más bien lo contrario, localizando el punto más desfavorable en las inmediaciones de la salida del circuito hacia la carga conectada. Asimismo, la práctica demuestra como situando varias uniones de masa en lugar de una sola produce en determinados casos un acoplamiento menor de ruido, demostrando de igual manera la difícil caracterización y tratamiento del ruido de alta frecuencia y las diferentes alternativas que ofrece para su atenuación. A su vez, todas las masas de control se conectarán directamente con la masa de la fuente de alimentación,
- Se evitará en la manera de lo posible, tanto en la cara de potencia como de control, la colocación de elementos cercanos a la bobina dado que ésta es una potente fuente de ruido debido a su comportamiento electromagnético.
- Las alimentaciones que llegan a la placa de circuito impreso se dispondrán de tal manera que sus cables sean del menor tamaño posible; si bien esto no es crítico en la alimentación de la etapa de control con tensión de 12V, si lo es en la etapa de potencia debido a que puede influir en una caída de tensión inadecuada y lo que es peor, una pérdida significativa de rendimiento del sistema: esto es debido a la inductancia parásita de los cables utilizados (L).
- La distribución de los componentes deberá facilitar el reconocimiento de los mismos, lo que se consigue, generalmente, con una distribución estética de los mismos. Deben descartarse los componentes que por volumen, peso o requisitos eléctricos, hagan peligrar la estabilidad mecánica, térmica o eléctrica de la placa.

3.2.12 Caja

La altura de la bobina es de 8cm por lo que la caja tendría que tener como mínimo 10cm de altura. Por lo tanto las dimensiones de la caja elegida son:

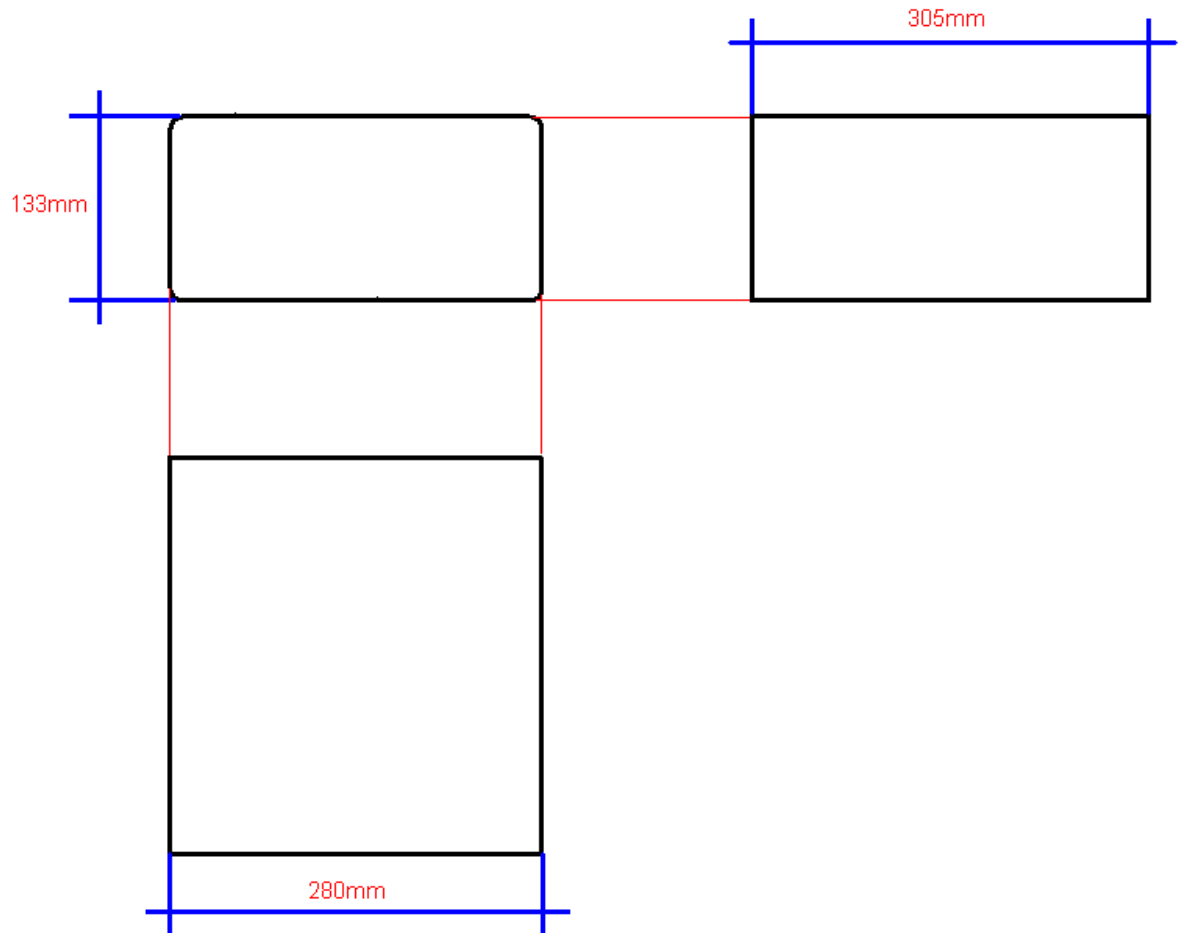


Fig. 59. Dimensiones de la caja

Se tendrá que diseñar la serigrafía de la caja para poner los conectores de entrada y salida de potencia, señal de control y lectura de corriente.

Se realizará un cálculo energético del volumen de la caja y se determinará la energía necesaria para calentar hasta los 60°C (con una temperatura ambiental máxima de 45°C) con el volumen de aire que hay en la caja que es de 11,36 litros.

Ec. 29

$$Q = m \cdot Ce \cdot (T_1^a - T_2^a)$$

Donde:

$$m \text{ (masa en kilogramos)} = 0,00129\text{kg}$$



Ce (calor específico del aire a volumen constante) = 717,63 J/K*kg

Densidad del aire a presión atmosférica = 1,29 kg/m³

Entonces:

Ec. 30

$$Q = 11,36 \text{ litros} \cdot \frac{1 \text{ m}^3}{1000 \text{ litros}} \cdot \frac{1,29 \text{ kg}}{1 \text{ m}^3} \cdot \frac{717,63 \text{ J}}{\text{K} \cdot \text{kg}} \cdot ((273 + 60) - (273 + 45)) \text{ K} = 157,75 \text{ J}$$

Se necesitan 157,75 J para calentar el aire hasta 60°C partiendo de una temperatura ambiente de 45°C.

Por lo que en un segundo la potencia radiada por los componentes de la placa no puede superar los 157,75W.

Pérdidas:

- Bobina = 1,80W
- Rectificador = 4,04W
- Fuente de alimentación = 1,69W
- Regulador CC = 0,2W
- Sensor de corriente = 0,125W
- MOSFET = 2 x 5,93 = 11,86W
- Driver = 1,36W
- Diodo = 2 x 2,02 = 4,05W
- Condensadores convertidor elevador = 2 x 0,48 x (1,77)² = 3W

Las pérdidas totales son de 28,13W, muy inferior a la potencia necesaria. Por lo que, independientemente de los sistemas de refrigeración ya calculados, la temperatura interna de la caja nunca alcanzará los 60°C.



3.2.13 Derivaciones a tierra

Consiste en unir a tierra un punto de la instalación a través de un dispositivo apropiado, con objeto de conseguir que no existan diferencias de potencial peligrosas entre diferentes elementos de la instalación. Igualmente debe permitir evacuar a tierra las corrientes de derivación o las descargas atmosféricas.

El objeto primordial de la puesta a tierra es el de la protección de los circuitos eléctricos y de los usuarios.

La puesta a tierra de este proyecto se realizará conectando directamente la caja metálica a tierra. A su vez, debido a su diseño, la PCB se conectará mediante los tornillos metálicos de sujeción.

3.3 ETAPA DE CONTROL

3.3.1 Definición

El control que se diseñará será por corriente, ya que la tensión de salida nos la impone el inversor.

Debido a que todo el conjunto del proyecto SPEED consiste en la generación eléctrica para su posterior venta, por lo que interesa tener la máxima producción posible. Para ello se implementará un algoritmo de seguimiento de máxima potencia.

Dicho algoritmo se programará en un microcontrolador PIC.

Como se ha podido observar a lo largo del documento, la forma que tiene el convertidor de elevar o disminuir la corriente de salida y obtener el punto de máxima potencia es controlando el ciclo de trabajo. Para ello es necesario una señal de modulación de ancho de pulso (PWM) que maneje al interruptor permitiendo el control y regulación de la corriente de salida.

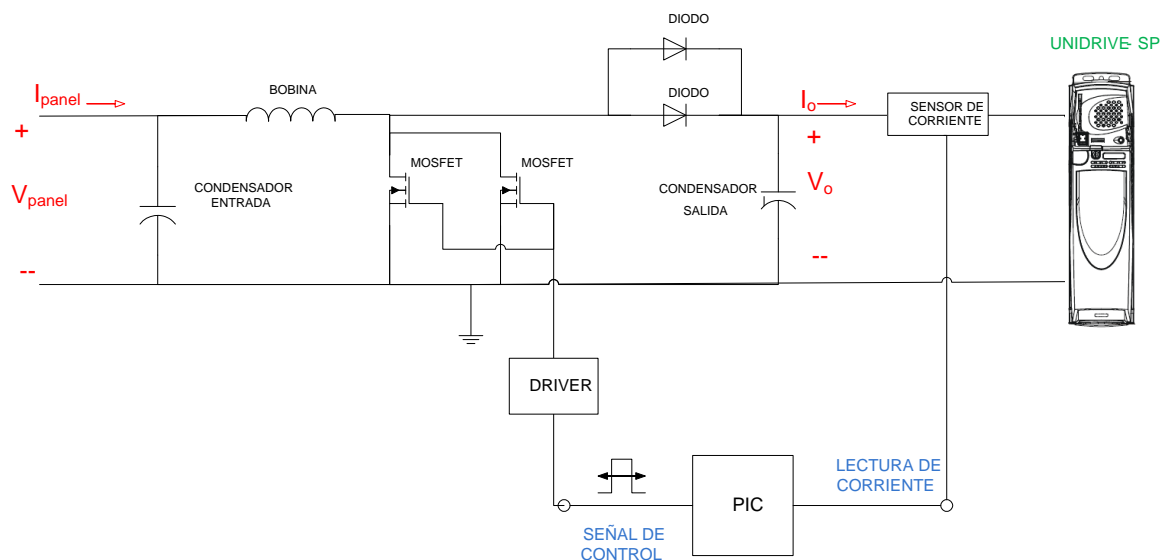


Fig. 60. Control del convertidor elevador

En este caso, tal y como refleja la figura 60, se utilizará un microcontrolador PIC con un puerto de salida PWM cuyo ciclo de trabajo depende de la corriente de salida y del algoritmo de MPPT.

3.3.1.1 Métodos de seguimiento del Punto de Máxima Potencia (PMP).

Conforme con los algoritmos presentes en el estado de la técnica actual, para conseguir dicho seguimiento, se necesita controlar algunas variables de entrada y/o salida.

Existen diferentes clasificaciones de dichos métodos, una de las mas usadas es la siguiente:

- Métodos de control directo “Seguimiento verdadero”

Se incluyen aquellos que emplean medidas de tensión y corrientes de entrada o salida, a partir de los cuales se determina el punto de operación óptimo.

- Métodos de control Indirecto “Cuasi-seguimiento”

Se basan en la utilización de una base de datos que incluyen parámetros y datos como curvas, o bien con funciones matemáticas obtenidas a partir de datos empíricos.

Las características de los distintos sistemas de seguimiento del punto de máxima potencia están explicados a grandes rasgos en la tabla 29.

Los métodos indirectos no son influenciados por cambios bruscos de las condiciones ambientales pero su exactitud no es buena, porque no trabaja con valores reales, sino comparando las medidas con una tabla.

Mientras los directos son más versátiles, no requieren de una gran base de datos ya que su seguimiento del punto de máxima potencia es independiente del generador. No obstante, necesitan la medición de la tensión y de la corriente.

En dicho proyecto se implementará un control directo, ya que la medida de la corriente nos la proporciona un sensor y la tensión de salida nos la impone el Unidrive. Éstos métodos, al ser iterativos, estaremos continuamente oscilando alrededor del PMP ya que intentaremos conseguir que la derivada de las pendientes de las siguientes gráficas sea cero, que es cuando estamos en el PMP.

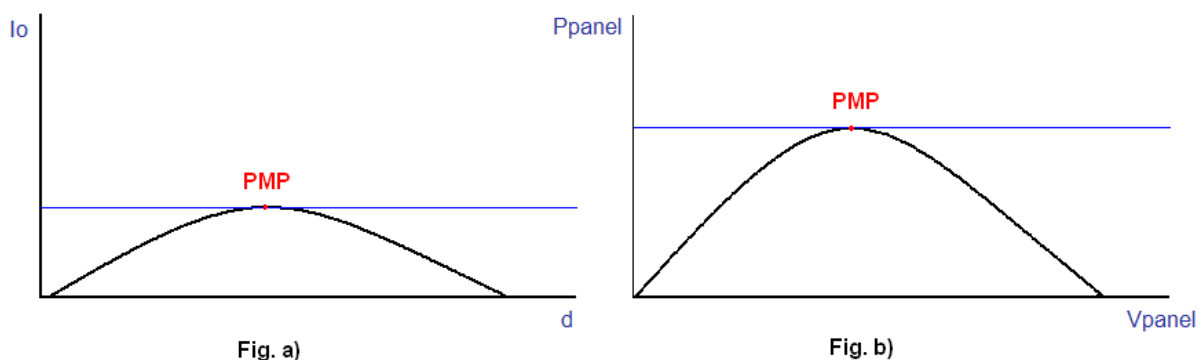


Fig. 61. a) PMP para curva $I_o - d$; b) PMP para curva $P_{panel} - V_{panel}$

		FUNCIONAMIENTO	VENTAJAS	INCONVENIENTES	
CONTROL DIRECTO	MÉTODOS DE MUESTREO	Diferenciación	El algoritmo es una ecuación diferencial de al menos 9 operaciones (cálculos y medidas).	Simple y económica. Utiliza un único lazo de control	Gran capacidad de cálculo.
		Tensión realimentada	Compara la tensión con una de referencia (considerada la de funcionamiento óptimo)	Simple y económica. Utiliza un único lazo de control	No adecuado a condiciones cambiantes.
		Perturbación y Observación	Método iterativo de aproximación. Fuerza que la derivada de la potencia sea cero. Trabaja alrededor del PMP.	No requiere conocimientos previos del generador. Relativamente simple.	Inapropiado en condiciones muy cambiantes debido a que está continuamente oscilando alrededor del PMP.
		Conductancia Incremental	Basado en el anterior pero eliminando el anterior inconveniente ya que determina si la pendiente es ascendente o descendente.	Buen rendimiento bajo condiciones cambiantes. Oscila menos alrededor del PMP	Control complejo
	MÉTODOS POR MODULACIÓN	Oscilación Forzada	Introduce una pequeño rizado a la tensión de operación del generador. Su fase y amplitud son dependientes de la localización relativa del PMP	Nos proporciona información de la ubicación del PMP. No tiene oscilación respecto al PMP	Oscilación a la frecuencia de la señal introducida. Muy complejo.
		Lógica Difusa	Sintetiza el controlador en un conjunto de ecuaciones booleanas. Después forma la tabla de búsqueda.	Mide dos variables (V, I). No necesita modelos matemáticos exactos. Puede trabajar con entradas imprecisas y puede manejar no linealidades.	Sintetización normalmente compleja. Necesita un dispositivo lógico programable.
CONTROL INDIRECTO	Curve-fitting	Describe las características de salida con una relación matemática	Simple y económico.	Gran capacidad de memoria para el cálculo. No adecuado para cambios bruscos.	
	Look-up table	Compara los valores medidos de V e I con una tabla.	Simple y económico.	Gran capacidad de memoria. Debemos tener la tabla adecuada.	
	Tensión a circuito abierto del generador	Observación de las curvas I-V. Se realiza respecto la tensión del generador aislado.	Simple y económica. Utiliza un único lazo de control	No se tiene en cuenta la potencia real.	
	Corriente de cortocircuito del generador	Similar al anterior pero respecto a la corriente de cortocircuito del generador.	Simple y económica. Utiliza un único lazo de control	No se tiene en cuenta la potencia real.	

Tabla 29. Características de los métodos de seguimiento del PMP

3.3.2 Microcontrolador PIC16F877A

Para el control se necesita un microcontrolador con una entrada A/D para integrar la lectura del sensor de corriente y una salida PWM para el disparo de los MOSFETs. A su vez, opcionalmente se podrá integrar un display de 16x2. En este caso se utilizará el PIC16F877A.

Las características principales del micro son las siguientes:

Frecuencia máxima	20 MHz
Memoria de tipo FLASH	8KB
Memoria de datos RAM	368 bytes
Memoria de datos EEPROM	256
Puertos E/S	A, B, C, D y E
Timers	3
Módulos CCP	2
Entradas AD de 10 bits	8
Canales PWM	2
Programación serie en circuito con dos pines	
Bajo consumo	
Ejecución en un ciclo de máquina	
Inmunidad al ruido muy alta	

Tabla 30. Características principales PIC16F877A

Como se puede ver en la tabla superior, este dispositivo estaría sobredimensionado para nuestra aplicación, pero facilita mucho el diseño del PCB ya que tiene incorporado todo lo que se necesita sin necesidad de utilizar ningún integrado mas.

En este caso, se utilizará un cristal de 4MHz y los siguientes puertos:

- A: Se utilizará el pin RA0 en modo de entrada AD y el pin RA1 como entrada digital.
- C: El pin RC2 como salida PWM.
- D: Los pines RD0, RD1 y RD2 se utilizarán para el control del display y los pines RD4, RD5, RD6 y RD7 para en envío de la información a dicho display en modo de 4 bits (opcional).

El funcionamiento del control es el siguiente:

El micro convierte la señal analógica proveniente del sensor de corriente en una señal digital, posteriormente mediante un algoritmo determina el ciclo de trabajo y finalmente genera una señal PWM de 20kHz con dicho ciclo. Ésta es la señal que se introduce en la entrada del driver para controlar así los MOSFETs.

El dispositivo es de cuarenta patillas DIP. Y su conexionado es el siguiente:

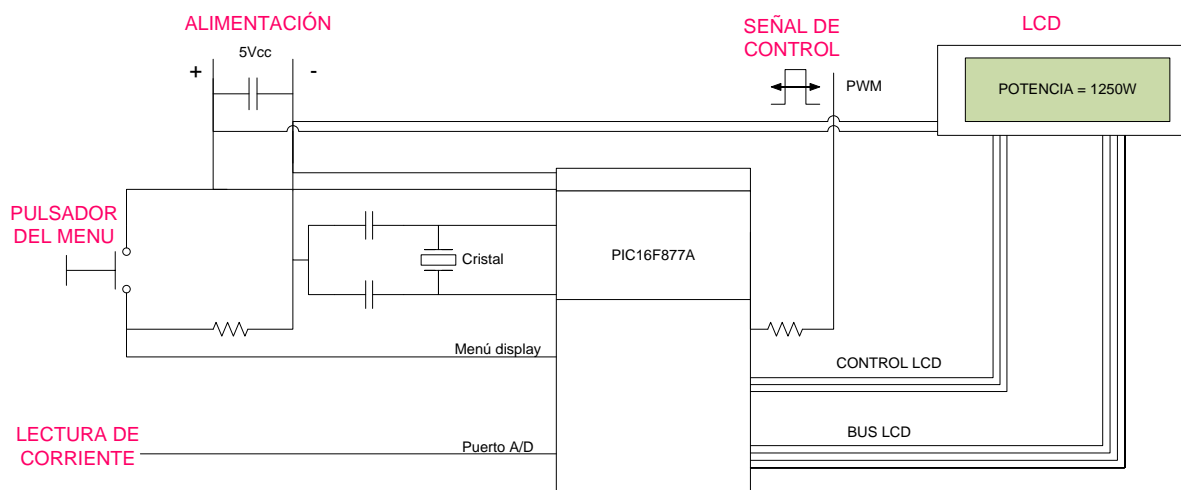


Fig. 62. Conexionado PIC16F877A

El display LCD y el pulsador selector del menú están montados en el panel frontal de la caja. El LCD es de 2x16 de 14 contactos en los que se usa 4 contactos para los datos, 3 para el control y los 2 de alimentación.

3.3.3 PCB

Por las mismas razones expuestas en el apartado 3.2.11 se dimensionará una PCB para el control. Se realizará con el programa Ares de PROTEUS. Dicho software está orientado a la simulación de microcontroladores PIC.

3.3.4 Programación

Se implementará un control directo por muestreo. En este caso la tensión de salida la impone el inversor (constante a 370VCC), por lo que únicamente se controla corriente.

La curva de potencia en función del ciclo de trabajo se comporta como muestra la figura 63. Al tener la tensión de salida constante, dependerá únicamente de la corriente de salida:

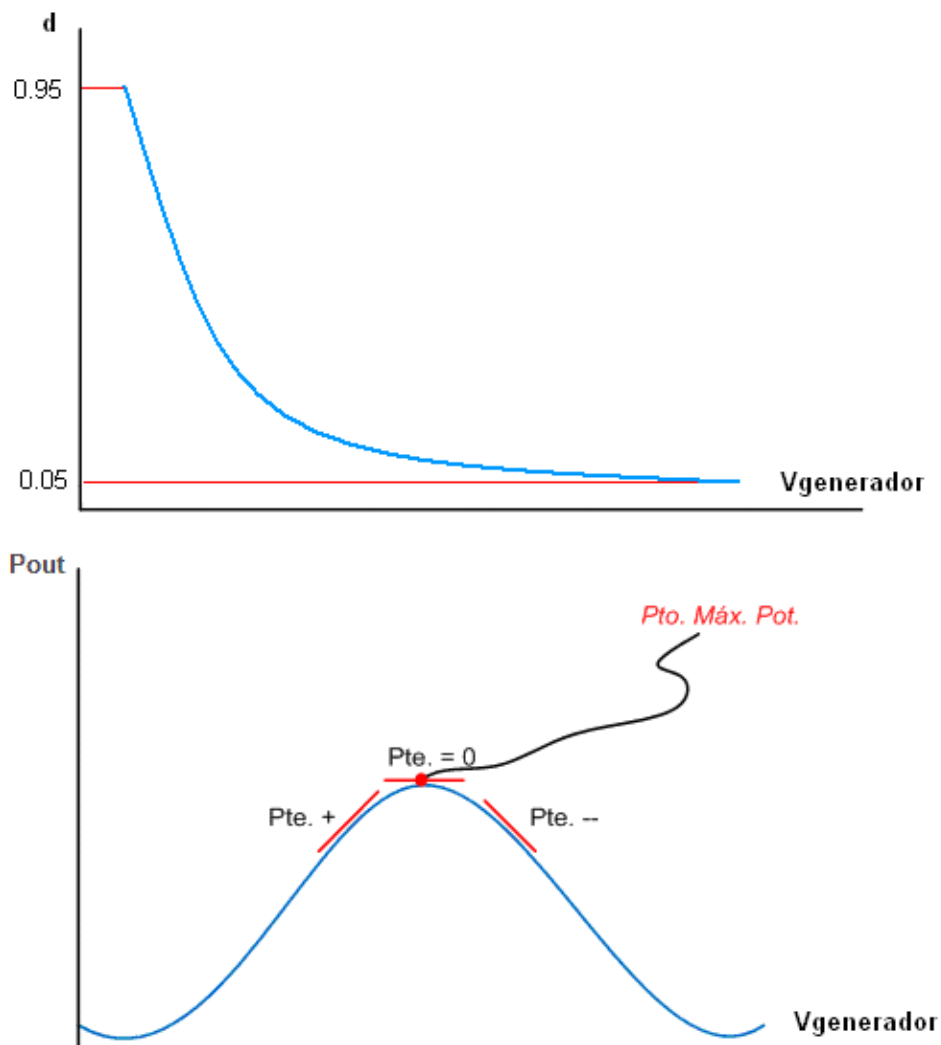


Fig. 63. Curva $d - V_{\text{generador}}$ y curva $P_{\text{out}} - V_{\text{generador}}$ PMP

Se observa que el Punto de Máxima Potencia (PMP) se alcanza cuando la pendiente de la curva es cero, es decir cuando la derivada es nula.

Ya que la única variable que tenemos es la corriente de salida, porque la tensión salida nos la impone el inversor, el algoritmo de control se simplifica mucho y evoluciona respecto a la curva $d - V_{\text{generador}}$.

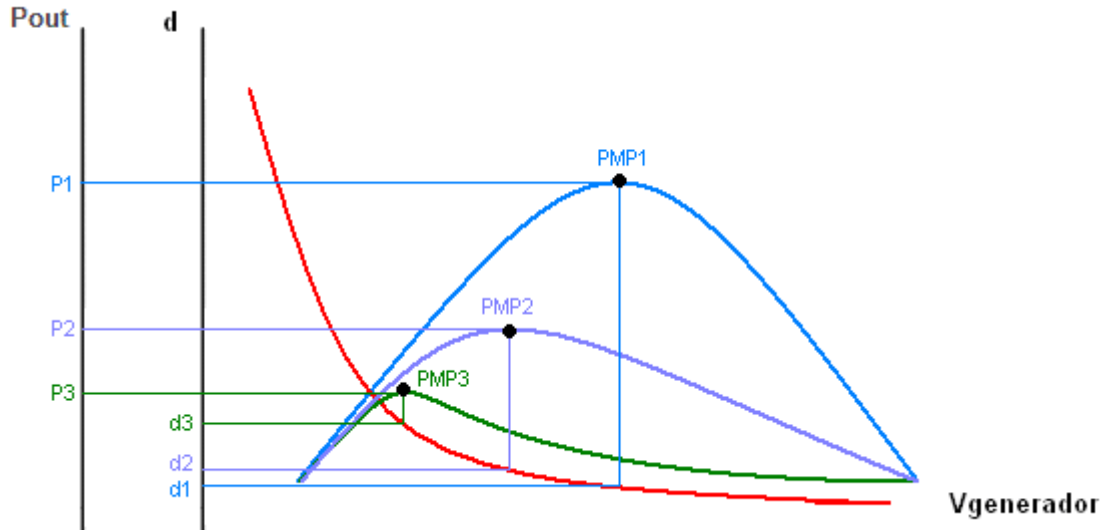


Fig. 64. Valor de "d" según diferentes potencias de entrada

Como se puede observar en la figura 64, evolucionando el valor del ciclo de trabajo "d" podremos obtener el PMP según la potencia de entrada del generador.

Para alcanzar el PMP mediante un control directo de muestreo, se tomarán lecturas de la corriente de salida y se compararán con las lecturas inmediatamente anteriores. Al comparar dichas lecturas se tienen los siguientes casos:

1º Caso:

$$I_{o2} > I_{o1}$$

Disminuimos el ciclo de trabajo (d).

2º Caso:

$$I_{o2} < I_{o1}$$

Aumentamos el ciclo de trabajo (d).

3º Caso:

$$I_{o2} = I_{o1}$$

No se varía el ciclo de trabajo.

El funcionamiento del control viene representado por el siguiente diagrama de flujo:

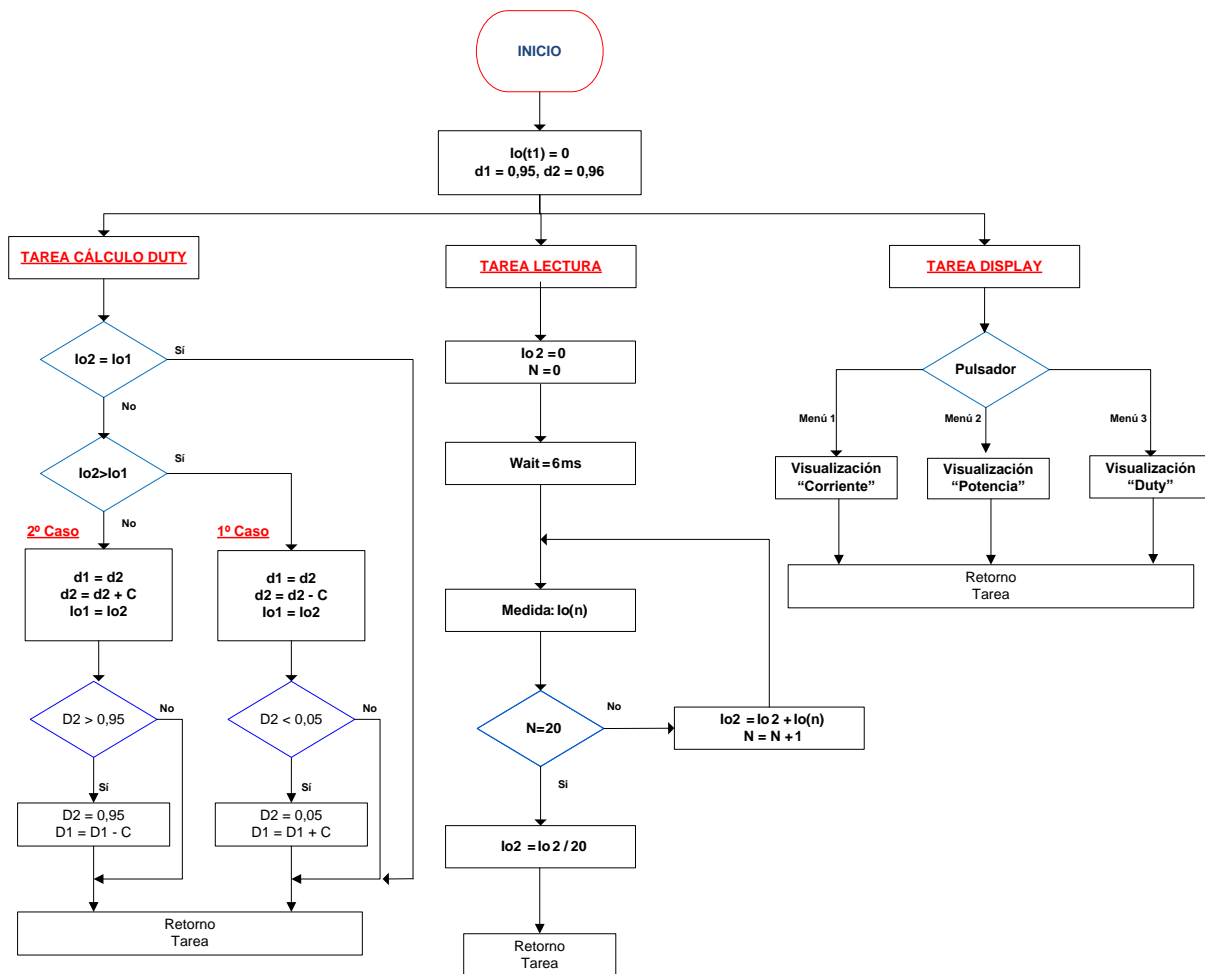


Fig. 65. Diagrama de flujo del programa de control

Con este sistema de control estaremos, en realidad, oscilando alrededor del PMP. El control está continuamente comparando las lecturas de corriente previa ($lo1$) y actual ($lo2$). Dependiendo del valor de dicha comparación aumenta o disminuye el ciclo de trabajo de la siguiente lectura de corriente. El incremento "C" debe ser el adecuado teniendo en cuenta el tiempo de muestreo.

El fin de escala del ciclo de trabajo será 1, por eso se tomara como incremento "C" el valor 0,002 para que el incremento sea menor de un voltio:

$$\frac{1V}{370V} = 0,0027 > 0,002$$

Con 0,0027 el incremento a la salida sería de 1V por lo se toma 0,002 para que sea menor.

El tiempo de muestreo tiene que tener en cuenta la inercia del circuito, es decir, el tiempo de respuesta. Esto se debe a que la siguiente muestra podría no tener una lectura correcta correspondiente al ciclo de trabajo impuesto anteriormente ya que no le ha dado tiempo a responder al circuito. Para ello se determina el tiempo que se necesita para la lectura:

$$T_{ADQUISIÓN_AD} = T_{AMP} + T_C + T_{COFF}$$

Donde:

T_{AMP} es el tiempo del amplificador

T_C es el tiempo del condensador de carga

T_{COFF} es el tiempo del coeficiente de temperatura

$$T_{ADQUISIÓN_AD} = [2\mu s] + \left[C_{hold} \cdot (R_{IC} + R_{SS} + R_s) \cdot \ln\left(\frac{1}{2047}\right) \right] + \\ + [(Temp - 25^\circ C)(0,05\mu s / ^\circ C)]$$

Siendo:

$$T_{AMP} = 2\mu s$$

$$C_{hold} = 120pF$$

$$R_{IC} = 1k\Omega ; R_{SS} = 7k\Omega ; R_s = 10k\Omega$$

$$Temp = 75^\circ C \text{ (el peor caso)}$$

$$T_{ADQUISIÓN_AD} = [2\mu s] + [16,47\mu s] + [2,5\mu s] = 20,97\mu s \approx 21\mu s$$

Por lo que para cada lectura y conversión AD el micro tarda 21 μ s aproximadamente.

Ahora se calculará el tiempo total que necesita:

El ciclo de máquina del PIC es de 1 μ s y cada instrucción necesita 1 ciclo por lo que:

$$T = (3 \text{ instr} + 20\mu s \text{ de espera} + \text{lectura}) \cdot 20 + (3 \text{ instr} + \text{PWM} + \text{devol control})$$

Siendo:

$$\text{lectura} = 21\mu s$$

$$\text{PWM (sin prescaler)} = 20ns + 1 \text{ instrucción} = 1,02\mu s$$

$$\text{Devolucion del control (suponemos que es una instrucción)} = 1\mu s$$

$$T = (3\mu s + 20\mu s + 21\mu s) \cdot 20 + (3\mu s + 1,02\mu s + 1\mu s) = 885,02\mu s \approx 0,9ms$$

Cuando se realiza una lectura de la corriente lo que se hace en realidad es la media de 20 medidas ya que si alguna estuviera alterada se podría compensar en parte con las demás.



Por lo que el tiempo total de la media de las 20 lecturas es de 0,9ms aproximadamente. El tiempo de muestreo recomendable tiene que estar entre 4 y 10ms. En nuestro caso tomaremos 6ms dando así un tiempo total de 6,9ms.

El código a programar en el PIC se encuentra en el “Anexo 2” y está implementado con funciones multitarea RTOS (Real Time Operating System), que simplifica el desarrollo de la aplicación y, mediante el uso de tareas, reduce los errores de programación. En general, se puede definir un RTOS como un programa que trabaja en segundo plano, controla la ejecución de varias tareas y facilita la comunicación entre ellas.

El RTOS que utiliza el compilador usado por nosotros (CSS) permite que el PIC ejecute regularmente las tareas programadas sin necesidad de interrupciones. Esto se logra a través del planificador de tareas. La función del planificador consiste en dar el control del procesador a la tarea que debe ejecutarse en un momento dado.

4 SIMULACIÓN

4.1 Simulación de la etapa de control

La simulación del control se realiza con el programa Isis de Proteus. Este programa simula con el mismo código que se programa en el micro.

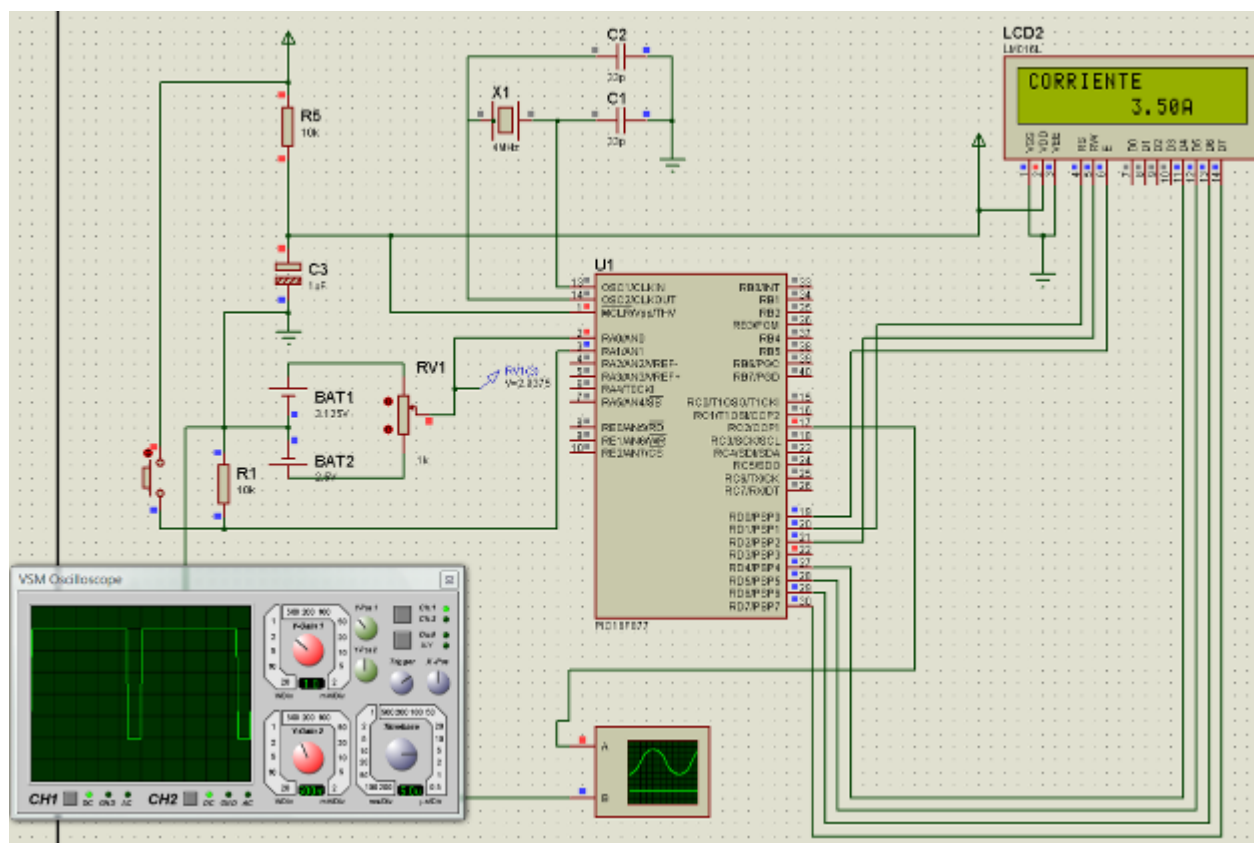


Fig. 66. Simulación 1 del funcionamiento de la etapa de control

En realidad se simula el funcionamiento del PIC y no el funcionamiento completo del sistema. Para ello se sustituye el sensor de corriente por dos baterías de 2,5Vcc y 3,125Vcc ya que son los márgenes del intervalo de lectura del mismo.

El valor correspondiente del sensor lo lee el micro por el puerto AN0 del PIC y una vez escalado lo muestra por el display. A su vez, el algoritmo de control determina el ciclo de trabajo correspondiente y genera una señal PWM por el puerto RC2.

Tal y como se muestra en la figura superior, la corriente medida en este ejemplo es de 3,5A que corresponde con una tensión de 2,94V.

En esta otra figura podemos observar el valor del ciclo de trabajo y el correspondiente PWM.

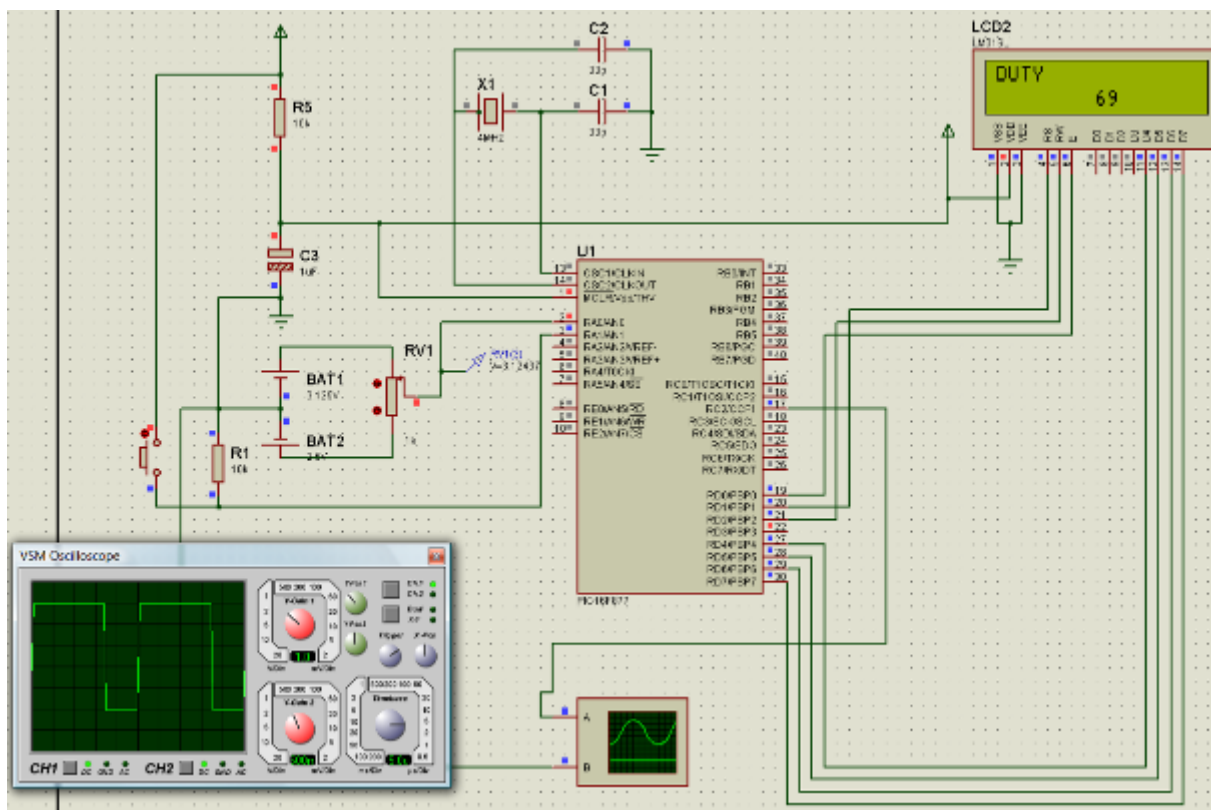


Fig. 67. Simulación 2 del funcionamiento de la etapa de control

4.2 Simulación del MPPT con PSim

La simulación del sistema completo se realiza con el PSIM. Para ello se implementa el algoritmo de control en Visual C++ para que compile y cree un *.DLL para usarlo en un bloque DLL de PSIM (Anexo 3).

En dicha programación en C++ se tuvo el gran inconveniente de introducir un retraso en la lectura (6ms), ya que el circuito necesita de una inercia para responder al cambio del valor del ciclo de trabajo. En programación C++ no hay funciones generales que produzcan un retraso sino que existen funciones como el "OnTimer" que ejecuta cíclicamente un código. El problema con el OnTimer reside en que funciona correctamente en modo ejecutable (como programa) pero como una librería no funciona porque el tiempo se lo impone el programa que llama a dicha librería, en nuestro caso el PSIM. Las únicas soluciones encontradas son las siguientes:

- Añadir un bucle repetitivo por código mediante instrucciones While, For, etc. Aquí el gran inconveniente es que no se puede ajustar el tiempo a 6ms ya que depende del reloj de la máquina y del número de ciclos que necesita para ejecutar dicho bucle.
- Introduciendo en el PSIM un biestable y haciendo por código que se ejecute por flanco el algoritmo MPPT.

Esta última solución es la adoptada porque es la única que nos garantiza que se ejecute cada 6ms ya que se lo impone el biestable.

Para saber si funciona correctamente el sistema se utilizó como generador el circuito equivalente de un panel fotovoltaico. Dicho panel se muestra en la siguiente figura:

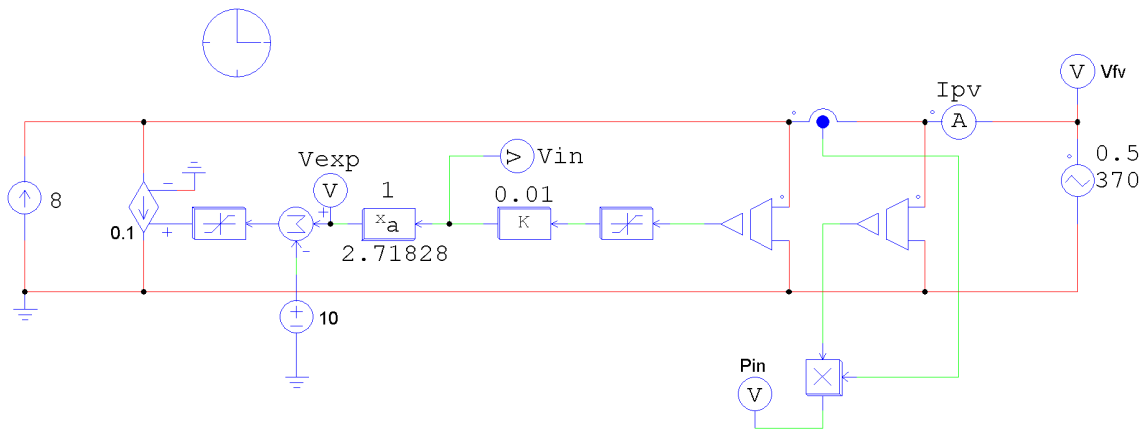


Fig. 68. Circuito equivalente de un panel fotovoltaico en PSIM

Para la obtención de las curvas características del panel se introduce un generador rampa a la salida.

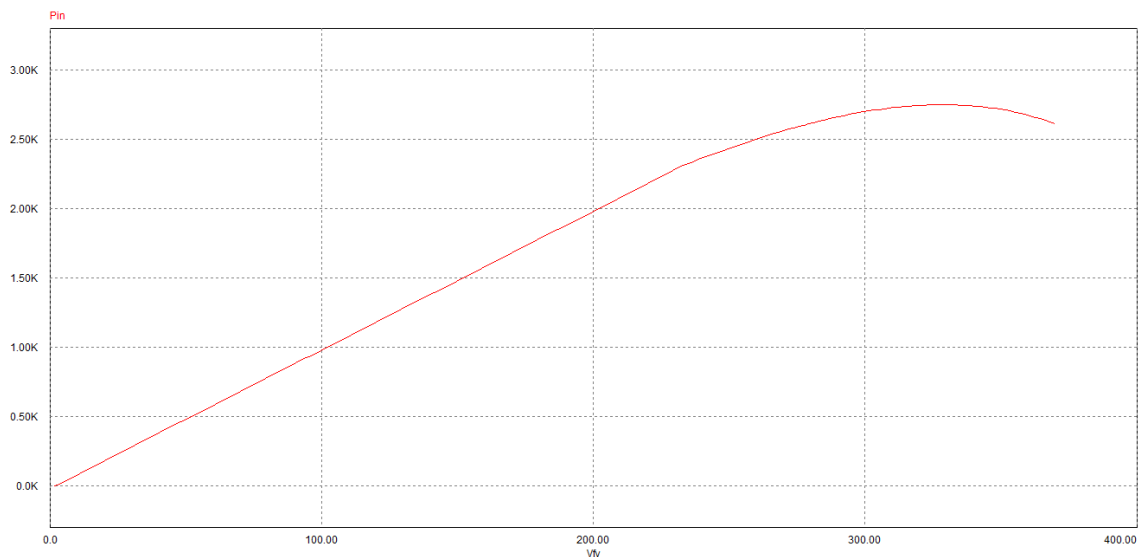


Fig. 69. Potencia vs tensión del panel fotovoltaico

Como se puede observar, la potencia máxima del generador se obtiene a unos 240V

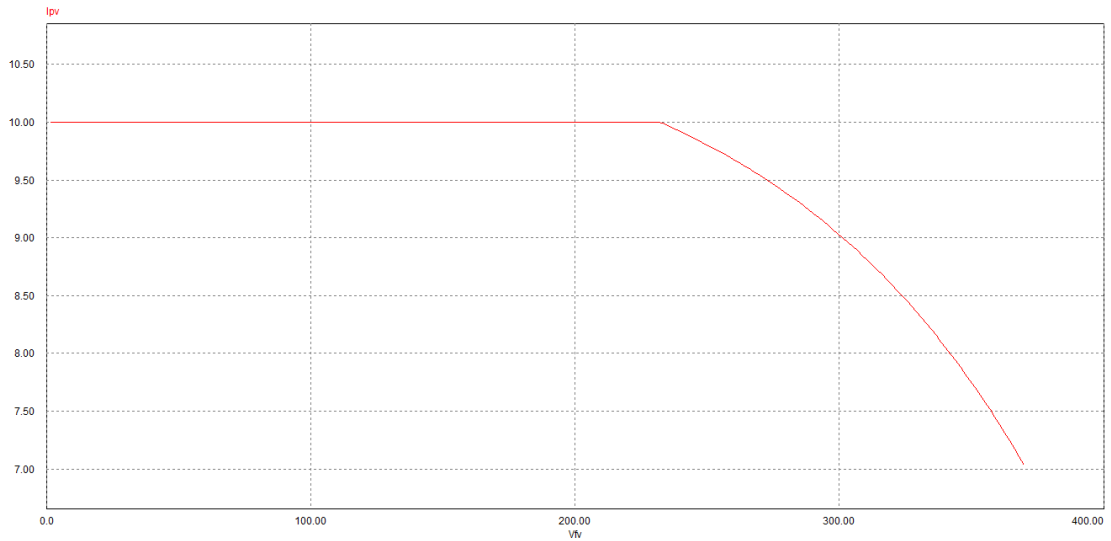


Fig. 70. Corriente vs tensión del panel fotovoltaico

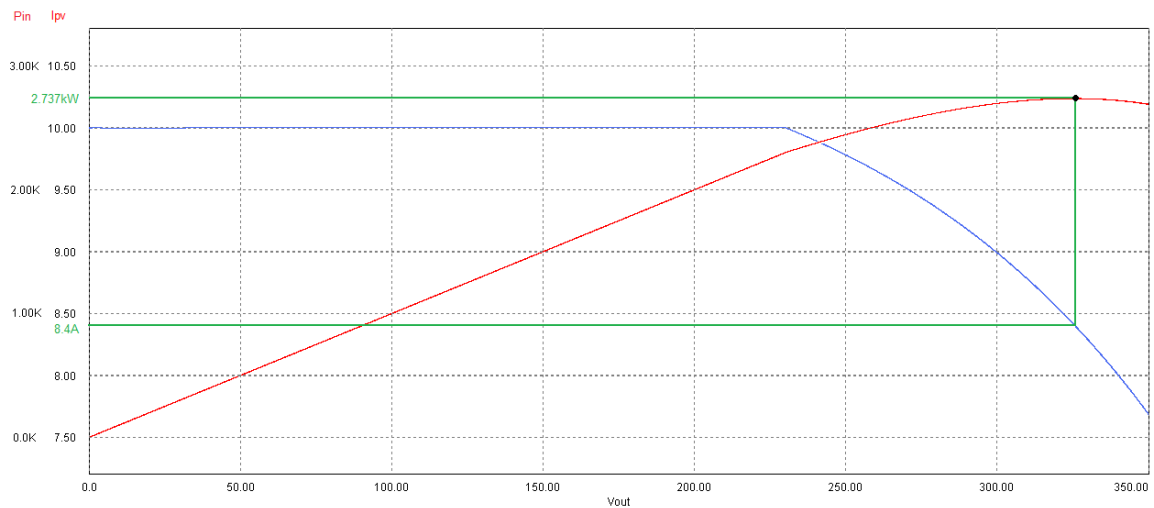


Fig. 71. Punto de máxima potencia del panel fotovoltaico

Para este panel fotovoltaico se tiene el PMP a 325V, obteniendo una potencia máxima de 2.74kW con una corriente aproximada de 8,4A.

Para saber si funciona el MPPT se fuerza a que el generador de corriente siga la siguiente gráfica:

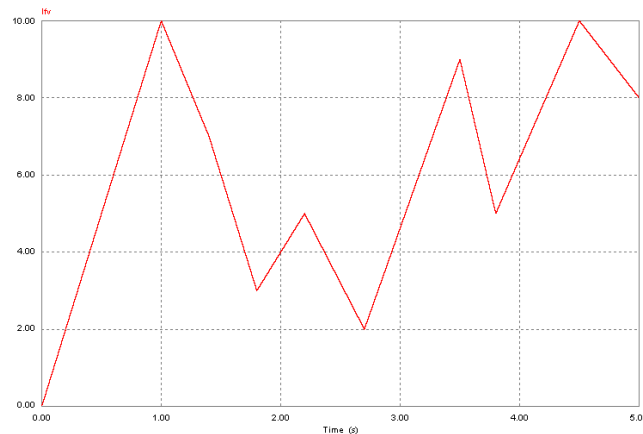


Fig. 72. Gráfica de generación del panel

Dicha gráfica se corresponde a los valores de la siguiente tabla:

Tiempo (s)	Corriente (A)
0,0	0
1,0	10
1,4	7
1,8	3
2,2	5
2,7	2
3,5	9
3,8	5
4,5	10
5,0	8

Tabla 31. Valores de la grafica de corriente del panel fotovoltaico

La potencia media generada por el panel fotovoltaico para las condiciones descritas en la gráfica 72 y para una tensión de salida constante de 370V es la siguiente:

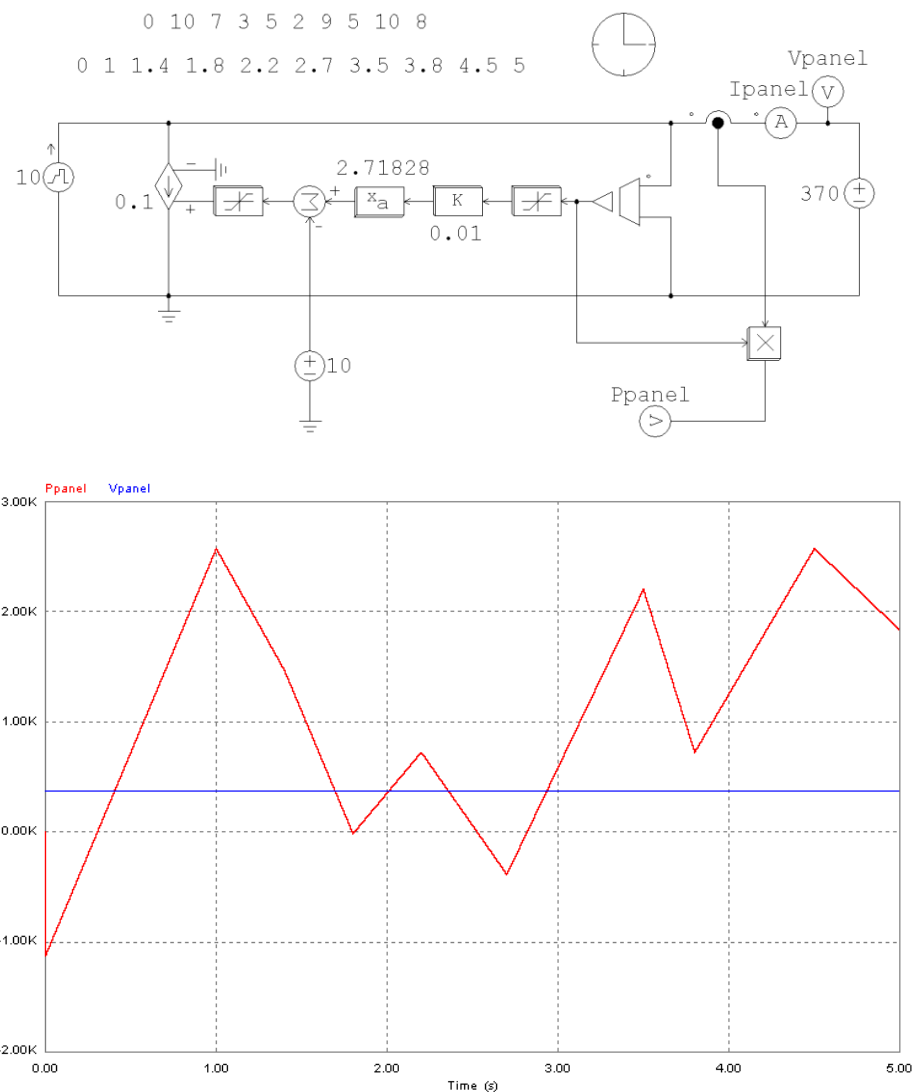


Fig. 73. Ppanel en PSIM del panel fotovoltaico

Como ya se comentó anteriormente, el generador síncrono se ha sustituido por el circuito equivalente de un generador fotovoltaico. A su vez, para simular el inversor (que impone una tensión constante a la salida del convertidor) se pone una fuente de alimentación de 370V, una bobina de $10\mu\text{F}$ y un diodo de libre circulación. Como se quiere que el sistema funcione en “modo continuo”, se pone una resistencia de salida de valor menor para que cuando el panel no pueda generar más corriente lo haga la fuente de alimentación y así el valor de corriente de salida nunca llega a cero.

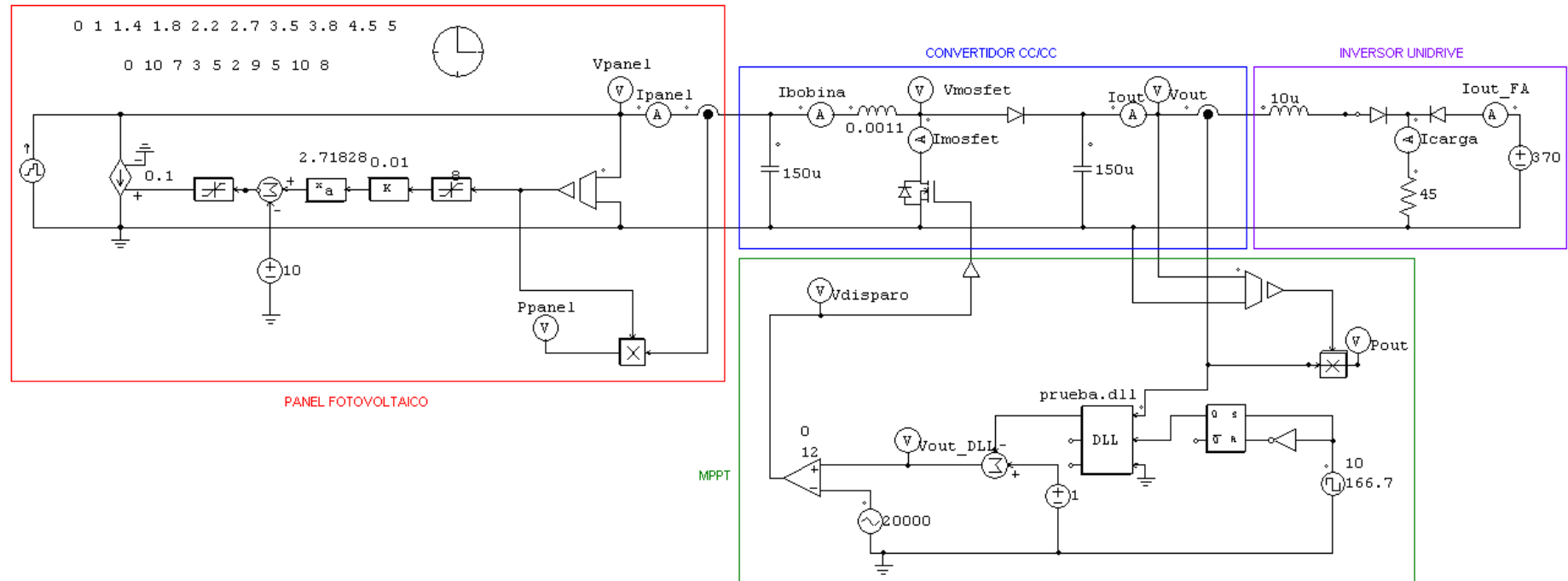


Fig. 74. Circuito de simulación en PSIM

La potencia de salida del sistema es la siguiente:

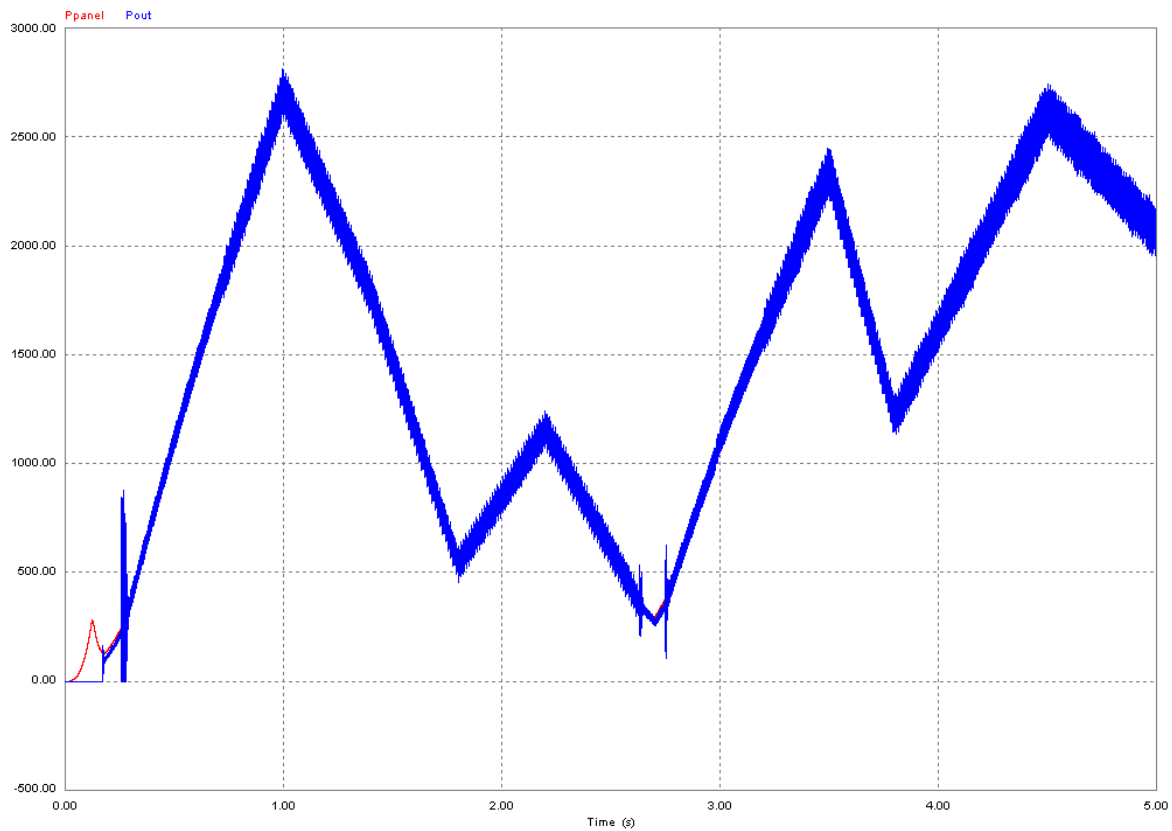


Fig. 75. Pout con MPPT

La potencia de salida será ligeramente inferior a la potencia de entrada por las pérdidas del circuito.

Al colocar una fuente de tensión de 370V a la salida, el condensador de salida no filtrará cuando la tensión de salida del propio convertidor elevador sin la fuente de 370V sea inferior a dicha tensión. Por esa razón se tiene que colocar una bobina de 10 μ F a la salida del convertidor.

La tensión en la carga será la siguiente:

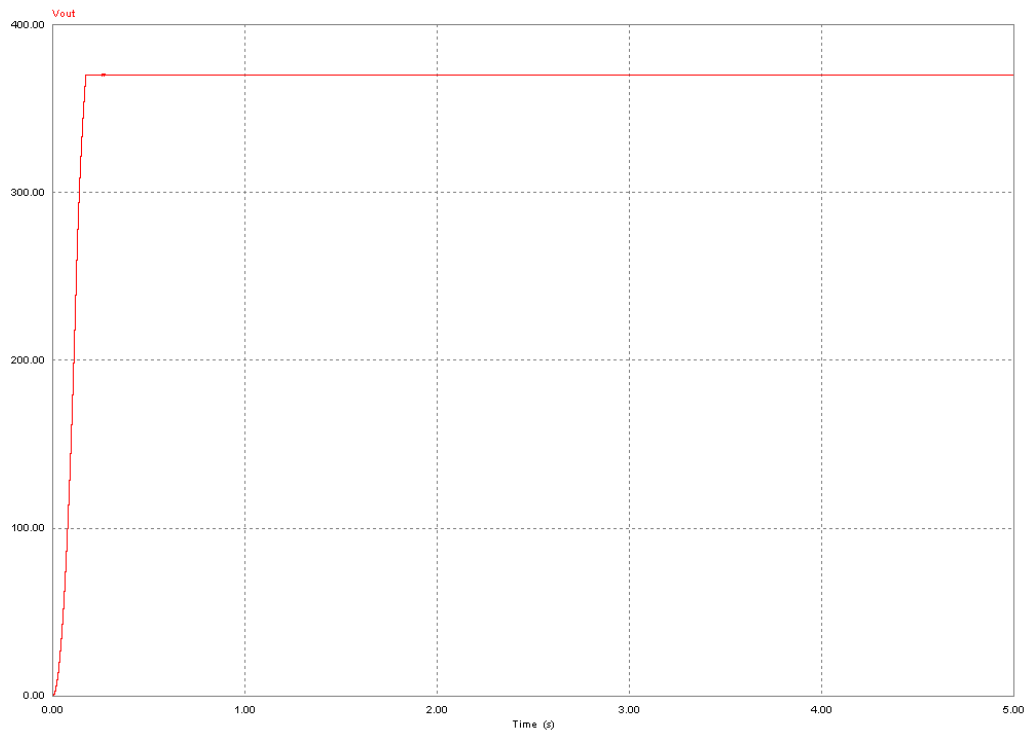


Fig. 76. V_{out} con MPPT

Como se puede observar en la figura 76, la tensión de salida es de 370Vcc.

La evolución del ciclo de trabajo es la siguiente:

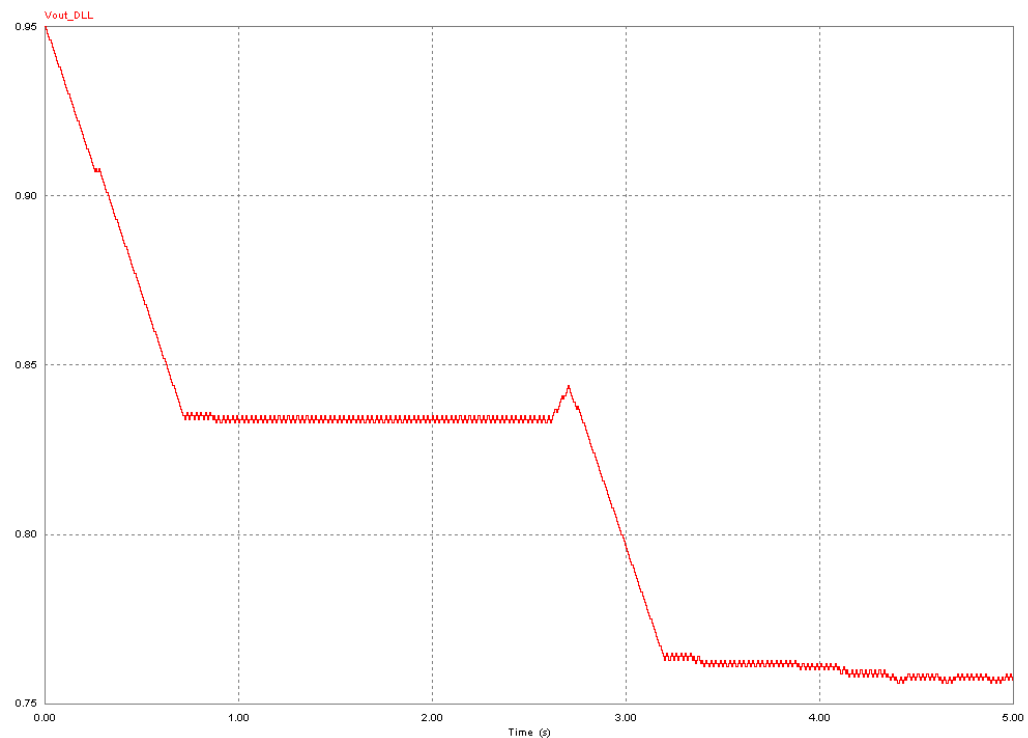


Fig. 77. Evolución del ciclo de trabajo en PSIM

Como se puede observar, el algoritmo está continuamente buscando el ciclo de trabajo correcto para la potencia de entrada que suministra el panel fotovoltaico.

La forma de onda de la tensión y de la corriente en el MOSFET son las siguientes:

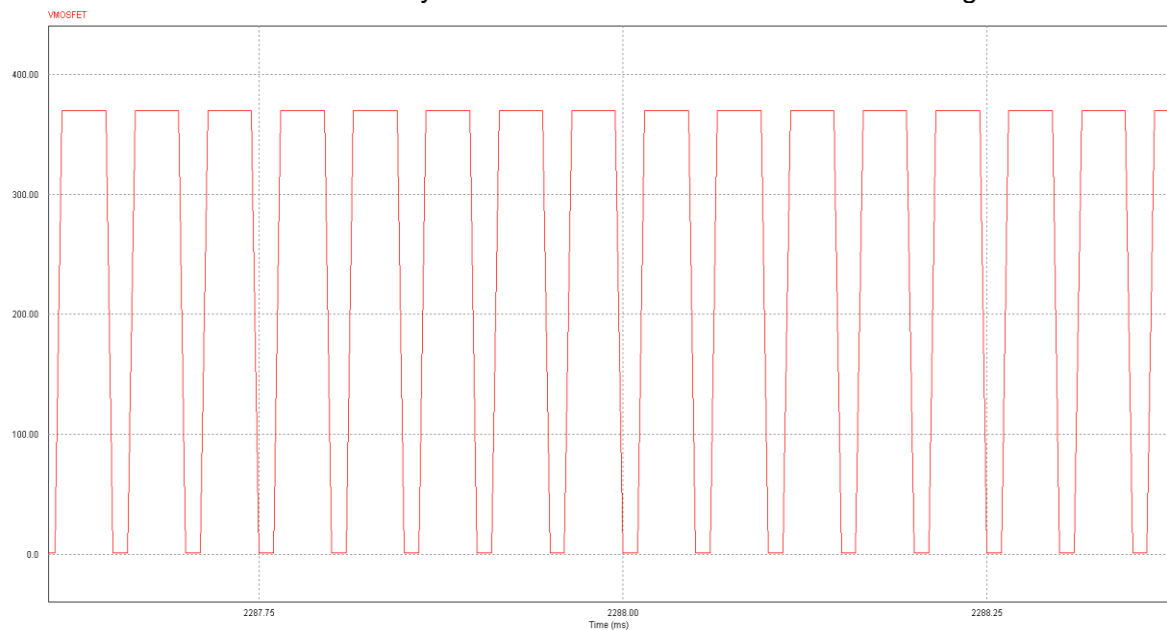


Fig. 78. V_{MOSFET} en PSIM

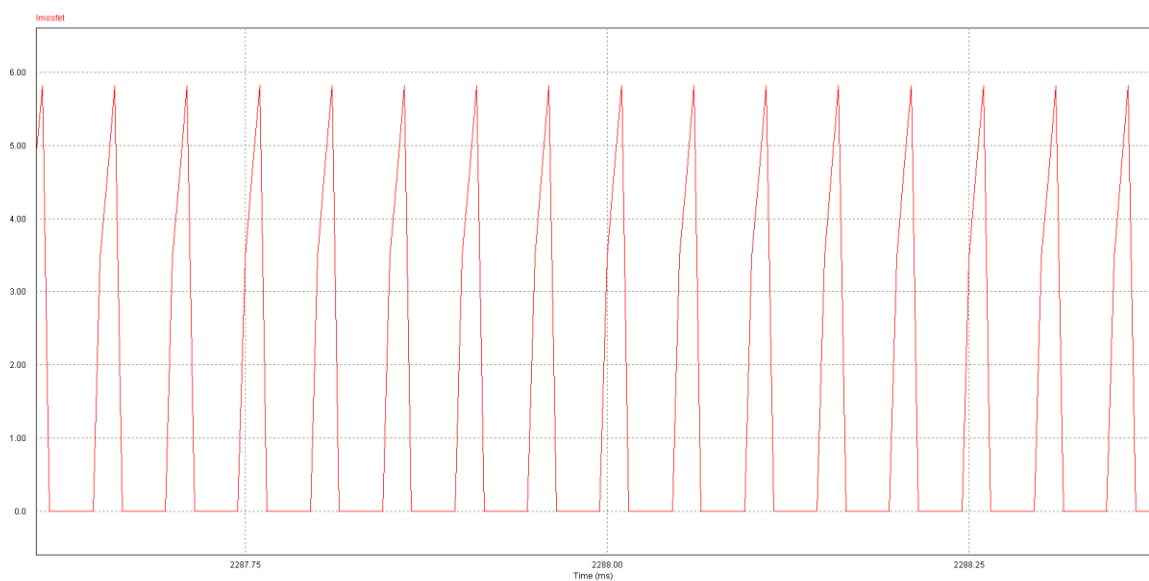


Fig. 79. I_{MOSFET} en PSIM

Las formas de onda en el transistor son las correctas, es decir, una señal cuadrada de tensión y una triangular de corriente correspondiente al funcionamiento del sistema en “modo continuo”.

La corriente de la bobina corresponde a la siguiente gráfica:

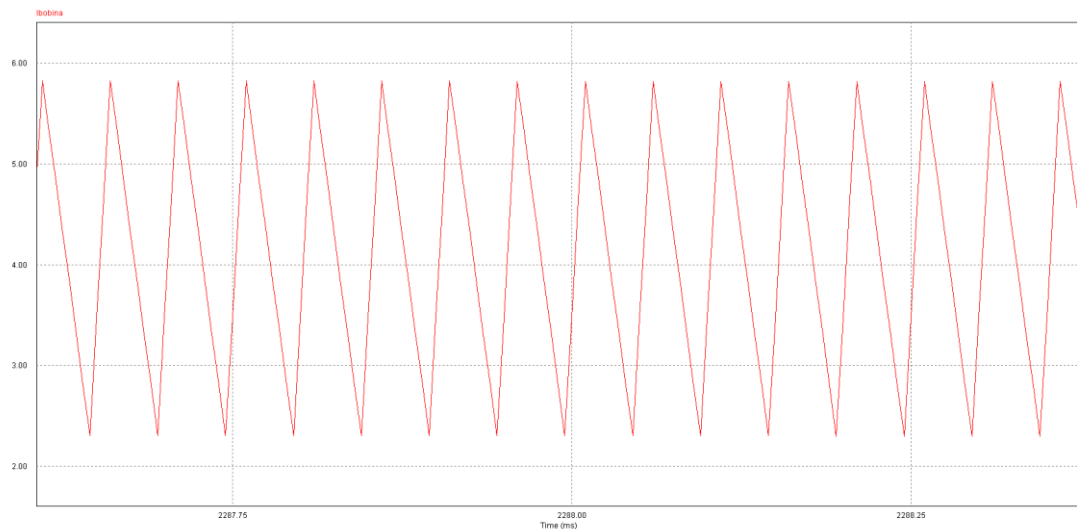


Fig. 80. Ibobina en PSIM

Según muestra la gráfica superior, la corriente en la bobina nunca llega a 0A (modo continuo).

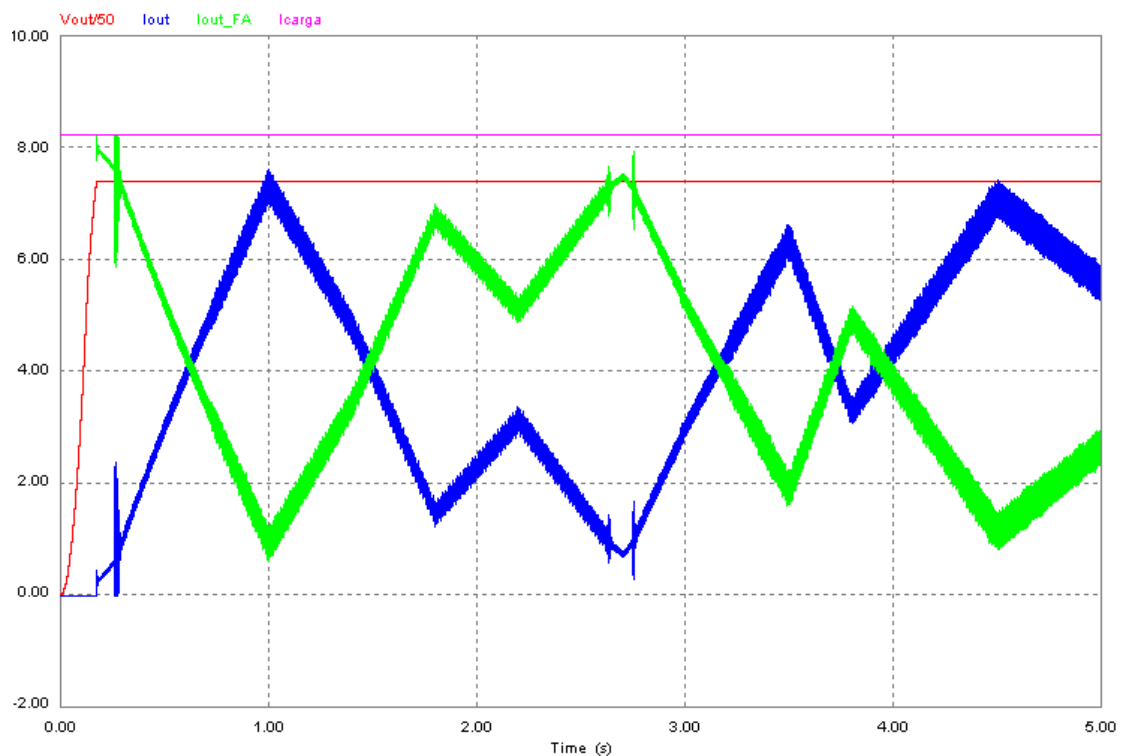


Fig. 81. Iout e Iout_FA

En esta figura comparativa se pueden observar la corriente de salida del convertidor CC/CC, la corriente de la fuente de tensión de 370V y la tensión de salida. La corriente suministrada por la fuente disminuye cuando aumenta la inyectada por el convertidor y viceversa, manteniendo así una corriente constante en la carga de 8.22A.

5 ENSAYOS

5.1 Ensayos PCB Potencia

Se realizaron ensayos de la placa de potencia con un generador de pulsos regulado con una fuente de tensión para poder determinar si cumplía con las expectativas de diseño.

Después se comparan los resultados con los de las simulaciones del apartado anterior.

Se han realizado dos tipos de ensayos:

1) Primer ensayo

Mediante una fuente CC regulada de hasta 1kW. Dicha fuente proporciona una tensión de hasta 500Vcc y 5A. El conexionado del ensayo es el siguiente:

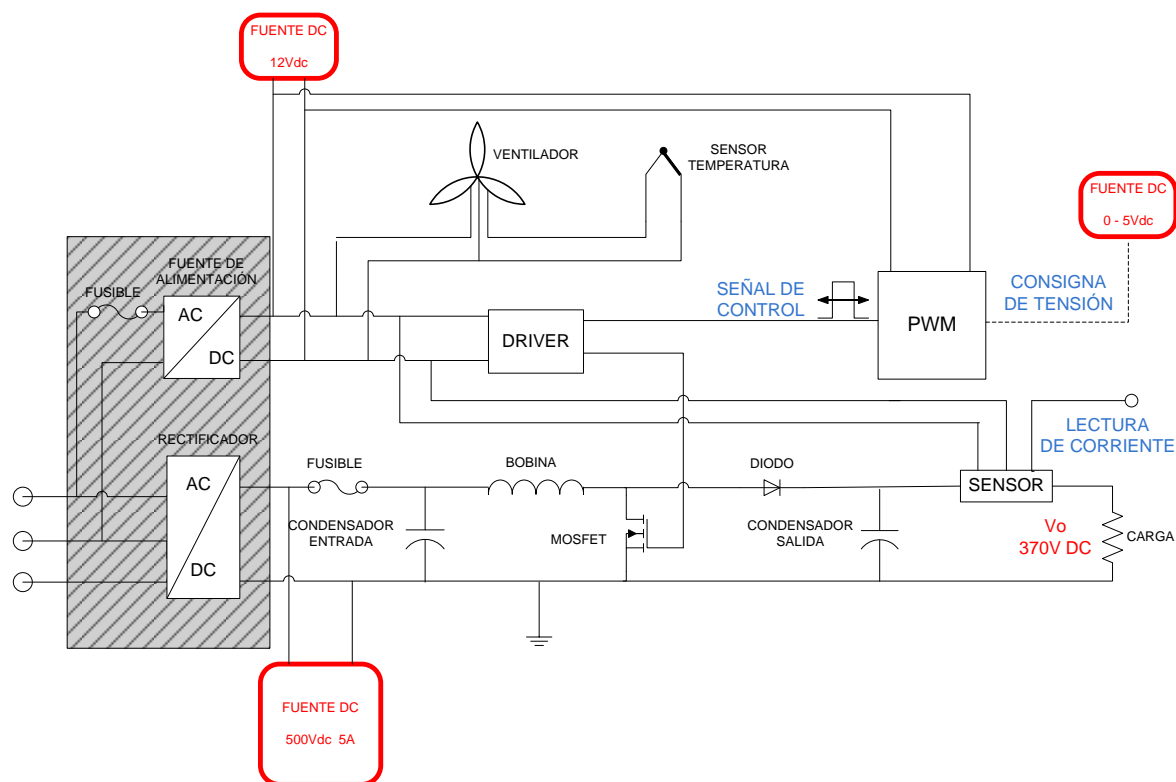


Fig. 82. Esquema conexionado del primer ensayo

Como podemos observar, la fuente de 500Vcc se puso después del rectificador para probar solo el regulador CC/CC pero también se podría poner antes. A su vez, como se tiene solo corriente continua, la fuente de alimentación no funcionaría ya que interiormente tiene un transformador, por lo que se tiene que alimentar con otra fuente de 12Vcc el circuito de control. La señal de control se obtiene con otra fuente regulada, ya que en el momento de los ensayos no se tenía disponibilidad de la PCB de control.

2) Segundo ensayo

En este ensayo se sustituye la fuente de 500Vcc por un variac que regula la tensión alterna de 0 – 250Vac. El conexionado es el siguiente:

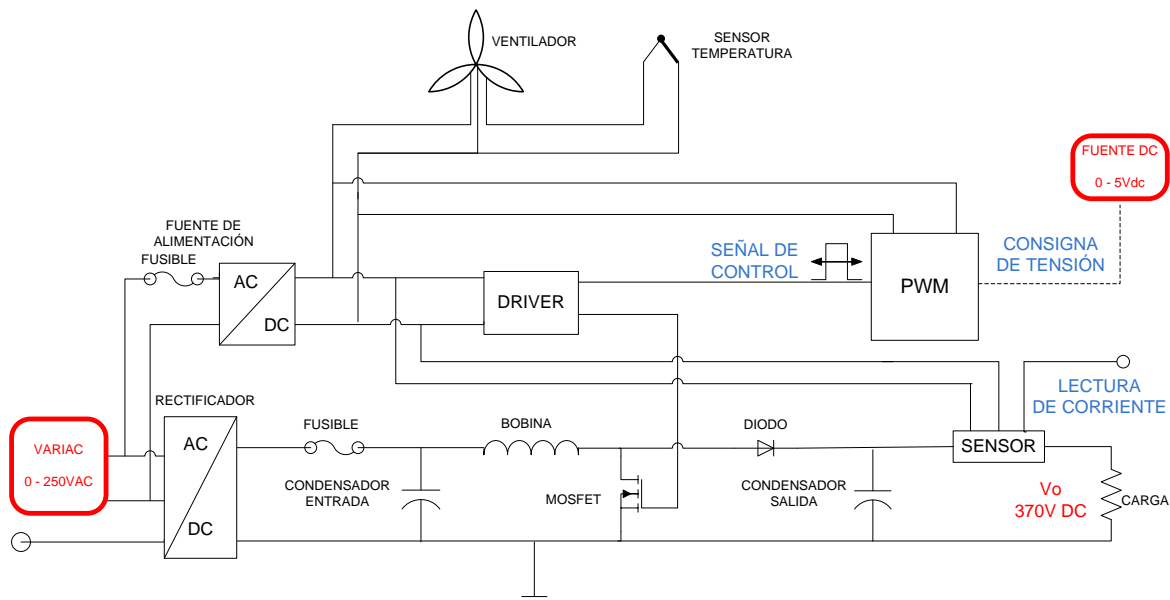


Fig. 83. Esquema conexionado del segundo ensayo

Podemos observar que con el variac se alimenta al circuito con corriente alterna monofásica, por lo que se utiliza solo dos cables de alimentación. Además se elimina la fuente de 12Vcc ya que la propia fuente de alimentación suministra la tensión requerida. Durante éste ensayo también se tuvo que generar la consigna de tensión ya que tampoco se disponía de la PCB de control.

Resultados primer ensayo

En los ensayos se representa la señal del generador de pulsos y del driver, así como la tensión de los MOSFETs y la corriente en la bobina. En este primer ensayo no se representará la tensión de entrada ya que es una señal de tensión continua y no proporciona ninguna información.

Los datos para el ensayo son:

$V_i = 180V_{cc}$
 $V_o = 370V_{cc}$
 $D = 51,4\%$
 $R_o = 210,6\Omega$
 $F = 20330Hz$

En realidad el ciclo de trabajo es muy difícil regular por lo que se intenta que sea lo más próximo al 50%, ya que así es más fácil aproximarle a dicho valor. Respecto a la resistencia de salida, es de 220 ohmios por lo que variará ligeramente la corriente de salida.

La señal del PWM es la siguiente:

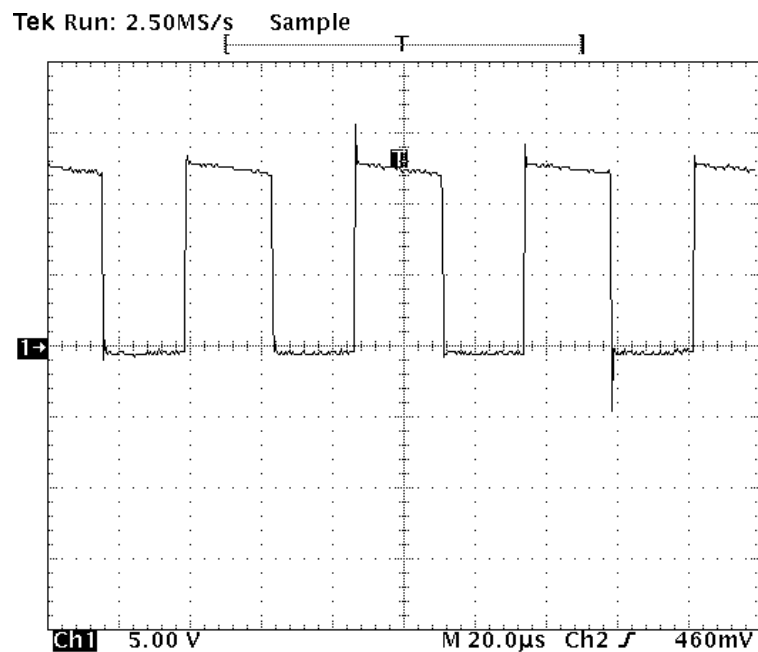


Fig. 84. Forma de onda del PWM en el primer ensayo.

La señal de salida del generador de pulsos tiene la misma amplitud que la tensión de alimentación del dispositivo. El ciclo de trabajo es aproximadamente del 50%.

Mientras, la señal de salida del driver es la siguiente:

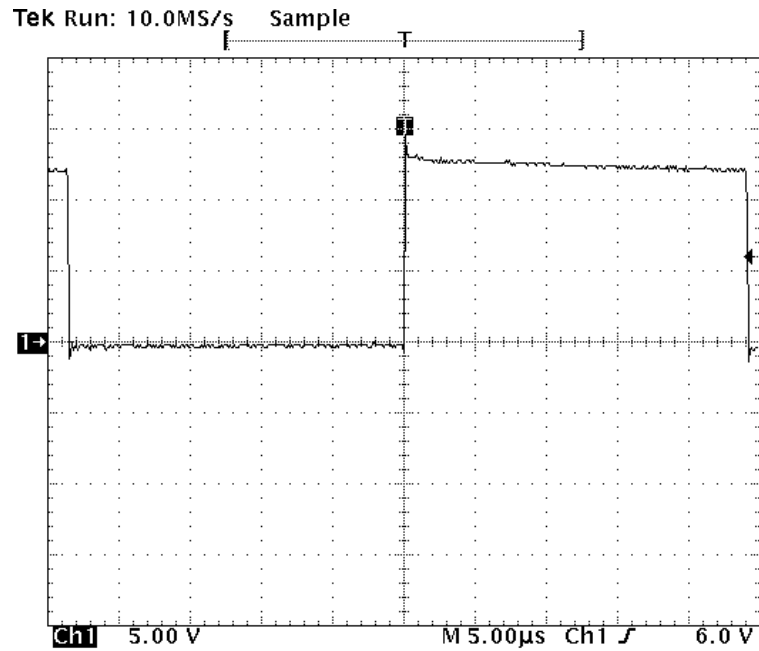


Fig. 85. Forma de onda del driver en el primer ensayo.

Esta señal tiene menos fluctuaciones que la del PWM, ya que es la encargada de controlar los MOSFETs. La amplitud también es del mismo valor que la tensión de alimentación, es decir, 12V.

Para la medida de la corriente en la bobina se utiliza una pinza amperimétrica cuya constante de relación es siete.

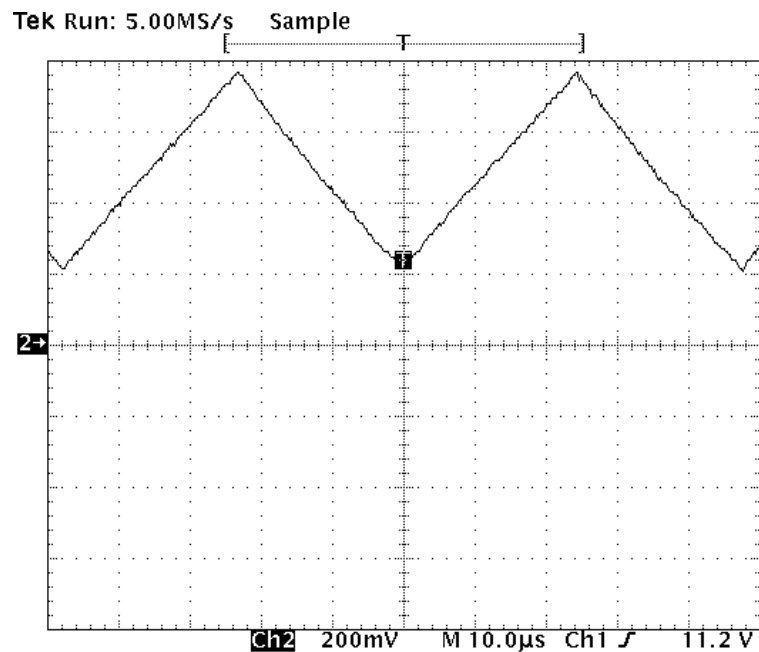


Fig. 86. Corriente en la bobina en el primer ensayo (escala 1:7).

La forma de onda es una señal triangular perfecta, cuyo valor medio es aproximadamente 3,5A y el máximo unos 5,5A. Las fluctuaciones de corriente durante la conmutación son prácticamente despreciables (de 0,35A) como se puede observar en la siguiente gráfica:

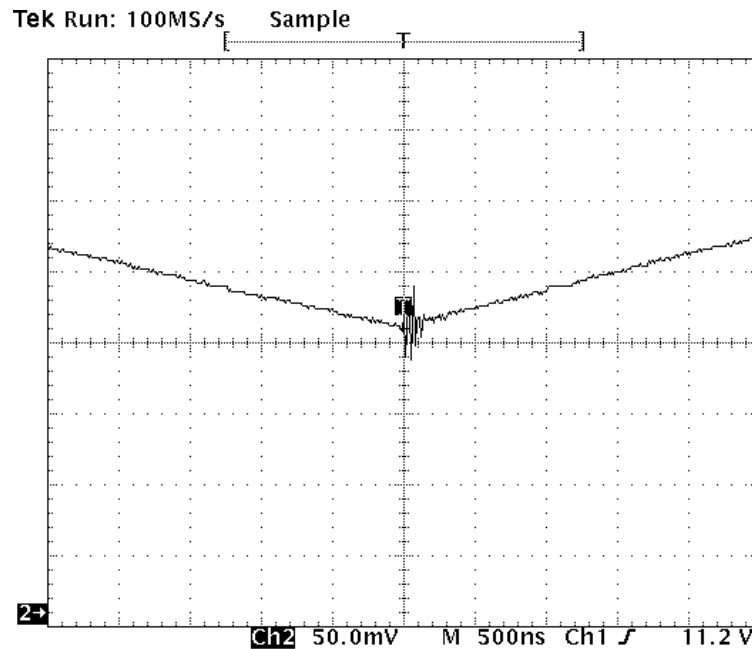


Fig. 87. Fluctuaciones en la I_L de la bobina en el primer ensayo.

La forma de onda de la tensión en los MOSFETs es la siguiente:

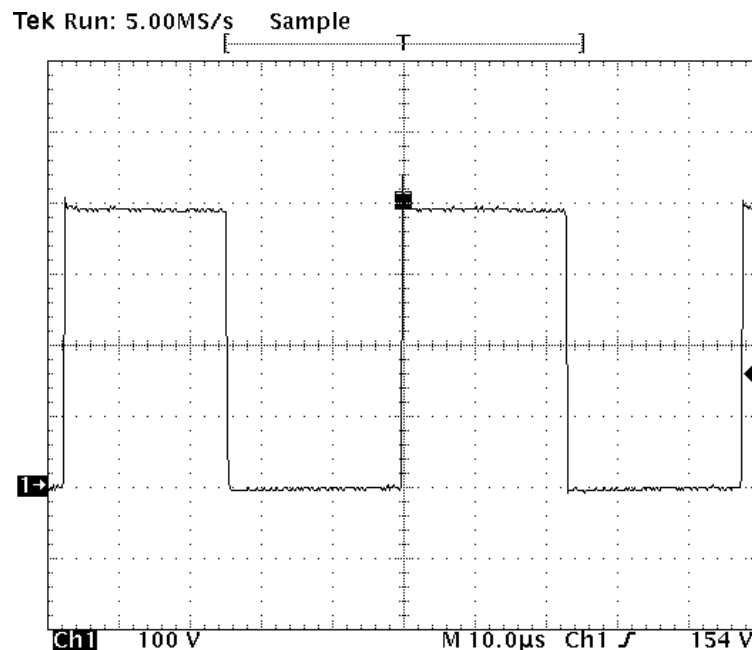


Fig. 88. Tensión en los MOSFETs en el primer ensayo.

Se puede observar, en la onda cuadrada de la tensión de los transistores, unas sobreoscilaciones de tensión durante la conmutación debido al enorme valor de la inductancia de la bobina. Dichas fluctuaciones son de 80V aproximadamente.

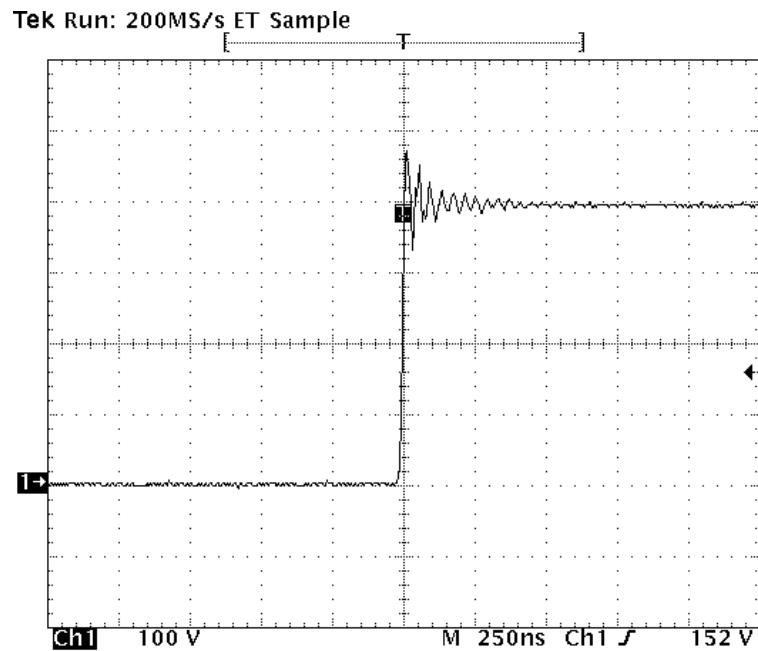


Fig. 89. Sobreoscilaciones en la tensión de los MOSFETs en el primer ensayo.

Por último se representan juntas las formas de onda de la corriente en la bobina y la tensión en los MOSFETs:

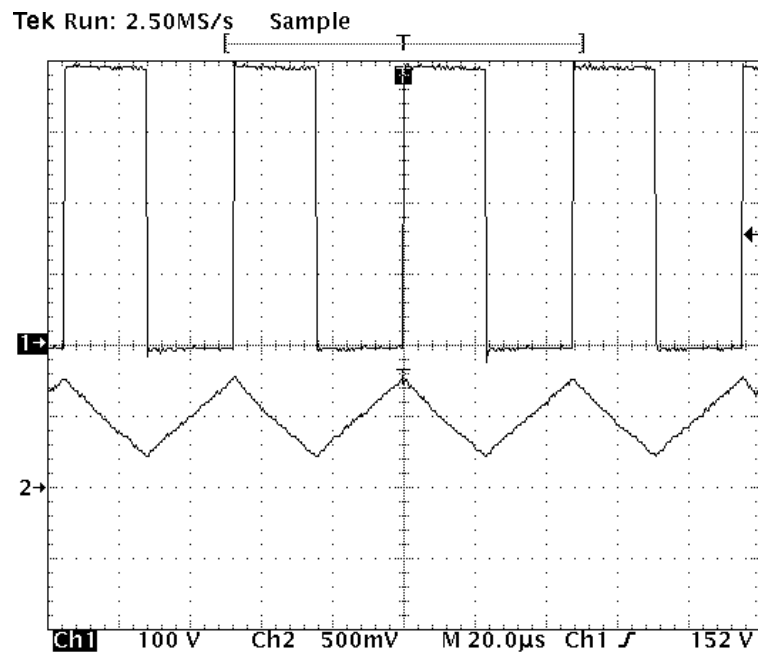


Fig. 90. $V_{MOSFETs}$ e I_L en el primer ensayo.

Durante el ensayo la fuente de alimentación suministró una tensión de 180Vcc y una corriente de 3,56A, por lo que la potencia de entrada es de 641W.

Para estos valores de entrada del convertidor, la lectura del sensor de corriente es de 2,72V. El valor de la tensión de salida es de 370V.

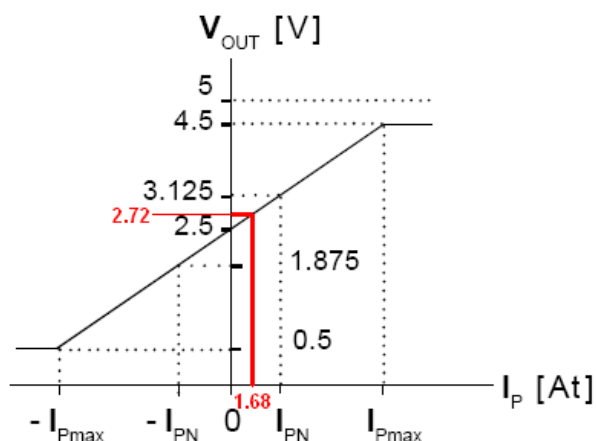


Fig. 91. Lectura del sensor de corriente en el primer ensayo.

Esta lectura del sensor corresponde a una corriente de salida de 1,68A.

Se resumen los valores de entrada y de salida en la siguiente tabla:

	ENTRADA	SALIDA
Tensión (V)	180	370
Corriente (A)	3,56	1,68
Potencia (W)	641	621,6
Pérdidas = 19.4W		

Tabla 32. Balance de pérdidas en el primer ensayo

Por lo tanto se tienen 19,4W de pérdidas en los dispositivos de la etapa de potencia (sin contar con las pérdidas del rectificador), ya que la etapa de control se alimenta externamente.

Resultados segundo ensayo

En este ensayo se alimenta al convertidor mediante un variac, por lo que la señal de entrada será monofásica.

Las características del control serán las mismas que en el anterior ensayo, pero esta vez la señal de entrada será de 200Vac, así como la tensión de salida y la carga.

La señal de entrada ya rectificada será la siguiente:

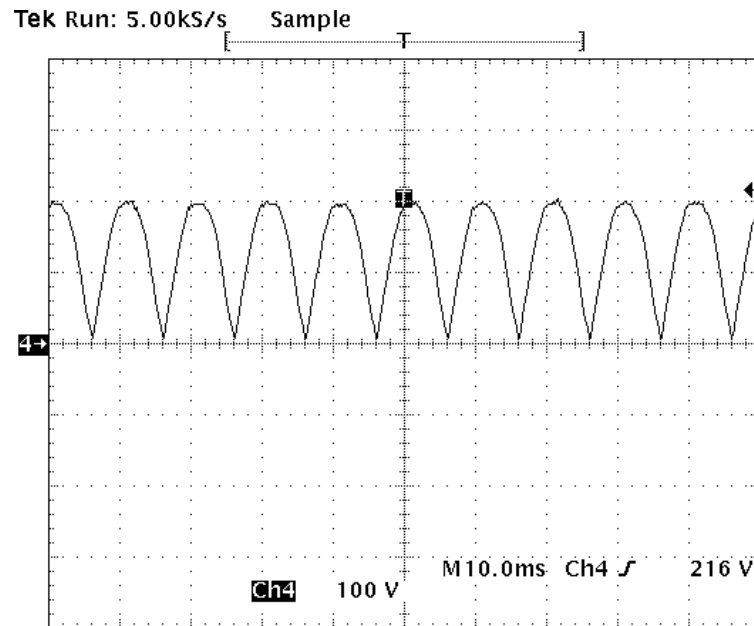


Fig. 92. Señal de entrada rectificada en el segundo ensayo

Aquí se tiene un rizado de 200V en la entrada. Pero en realidad, como alimentaremos con corriente trifásica, el rizado será mucho menor.

Al igual que en el anterior ensayo, el ciclo de trabajo es muy difícil de regular y por eso se aproxima lo mejor que se pueda a un ciclo de trabajo del 50%.

La señal del PWM tiene la misma forma de onda que en el ensayo anterior ya que la fuente de alimentación funciona a partir de 85Vcc ya sea continua o pulsante y la alimentación que proporciona tiene un nivel de armónicos despreciable respecto al ensayo anterior. Por interpolación, la señal de salida del driver también es prácticamente idéntica.

La corriente de la bobina es la que se muestra en la siguiente figura:

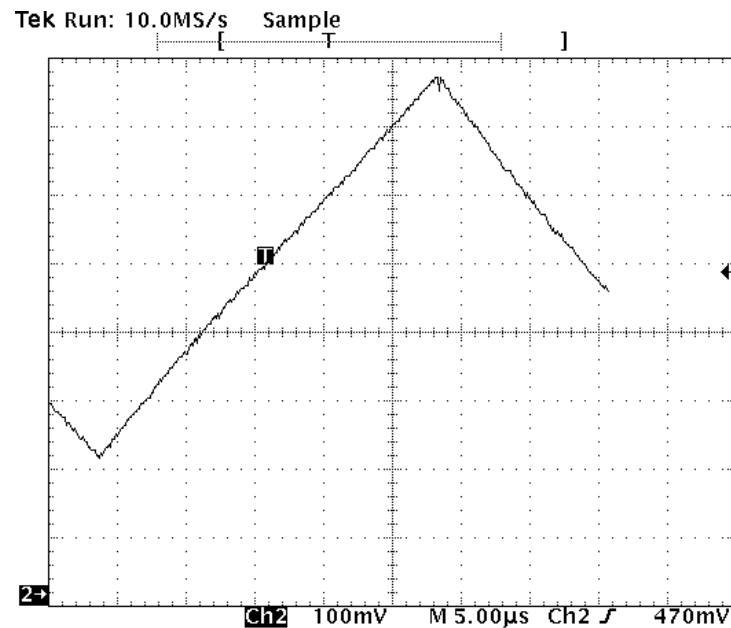


Fig. 93. Corriente en la bobina en el segundo ensayo.

La constante de relación de la pinta amperimétrica también es 7 por lo que la amplitud de la corriente va de 1.5A hasta 5,4A con un valor medio de 3.4A. Las fluctuaciones de la corriente de la bobina también son prácticamente despreciables.

La forma de onda de la tensión en los MOSFETs es la siguiente:

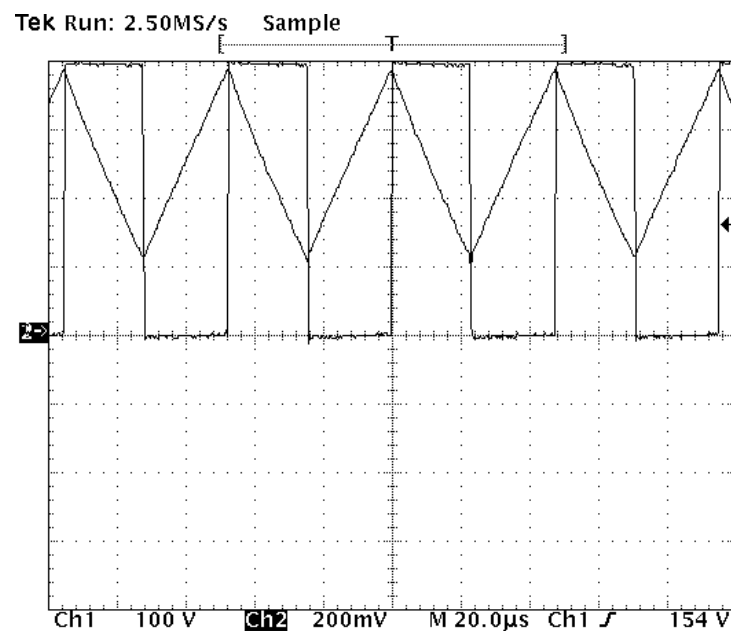


Fig. 94. $V_{MOSFETs}$ e I_L en el segundo ensayo.

Las pérdidas en este ensayo son las mismas que las que había en el anterior ensayo con la misma potencia de entrada pero añadiendo las pérdidas del rectificador (unos 4W mas).

5.2 Ensayos PIC

Para los ensayos del microcontrolador se utilizó la placa de pruebas PICDEM2+



Fig. 95. Placa PICDEM2+.

En dicha placa se pueden utilizar los puertos de entrada y salida analógicos y digitales. No se podrá simular en dicha placa el display ya que la librería que se carga utiliza como señales de control tres entradas analógicas de las cuales una de ellas nosotros la utilizamos como entrada de lectura de la corriente.

Para la señal de lectura se utiliza la entrada analógica AN1 y para la salida de PWM se usa la RC2.

Gracias a que en esta placa se tiene los pines accesibles, se puede monitorizar fácilmente cualquier puerto. Además, tiene un potenciómetro en AN1 con lo que se simula la lectura de corriente y un zumbador en la salida de PWM.

La señal de PWM generada es la siguiente:

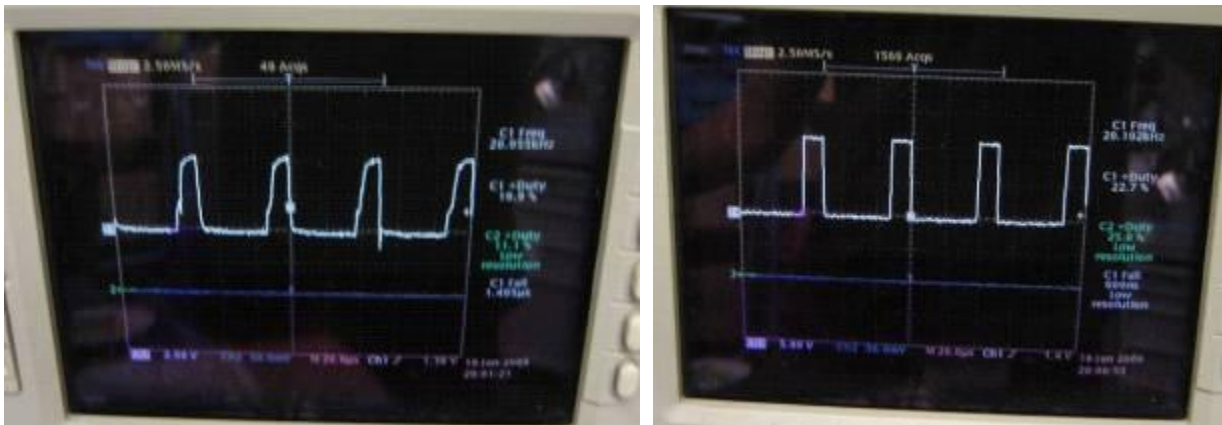


Fig. 96. Señal PWM del PIC (izquierda) y del driver (derecha).

Dicha señal tiene una deformación debido a la impedancia de entrada que tiene el resto del circuito (en este caso el driver).

5.3 Ensayo del sistema completo

Para el ensayo del sistema completo se utiliza la placa de pruebas PICDEM2+ como tarjeta de control, ya que en momento del ensayo dicha tarjeta no se había construido.

A su vez, para simular el inversor se colocará una fuente de tensión a la salida que nos fijará el voltaje de salida con un diodo de libre circulación., tal y como se muestra en la siguiente figura:

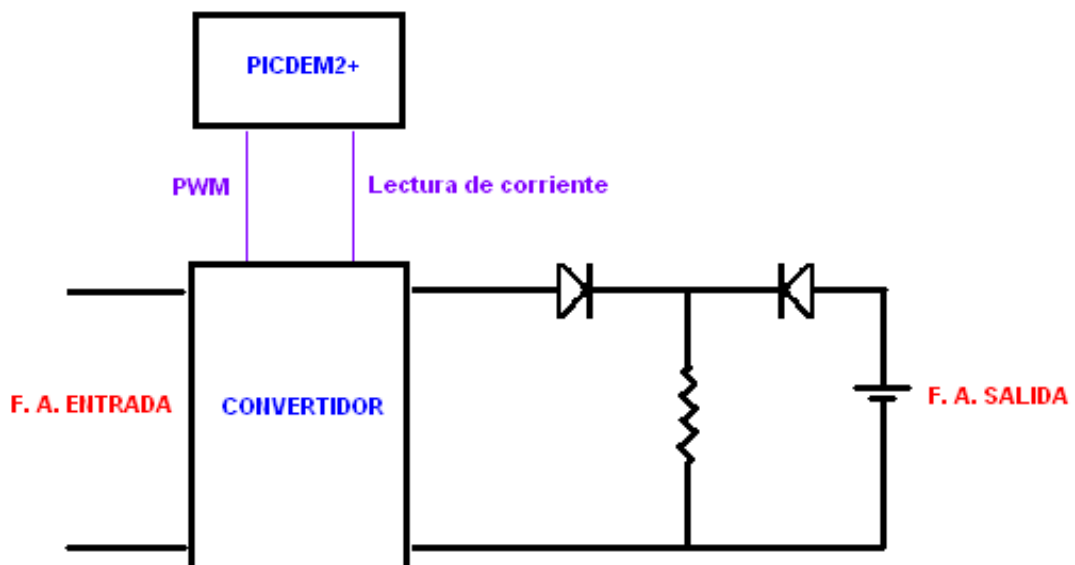


Fig. 97. Montaje del ensayo del sistema completo.

Este ensayo se realizó para unos 50W ya que no teníamos disponibilidad de una fuente de tensión de potencia como F. A de Entrada.

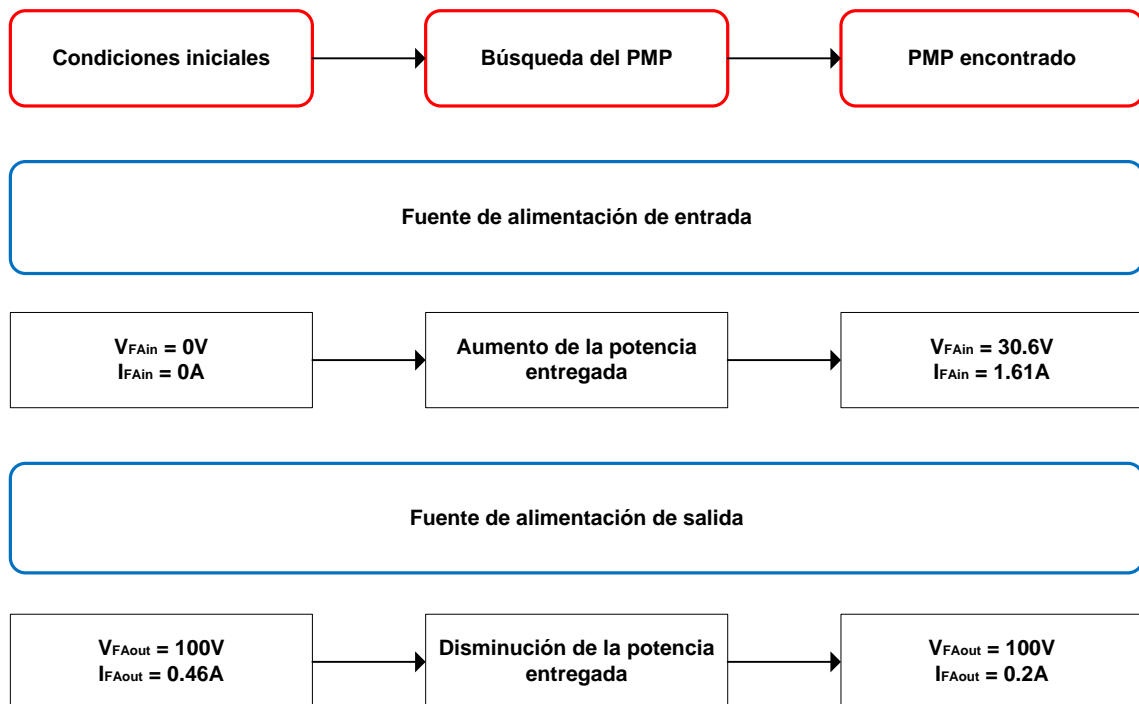
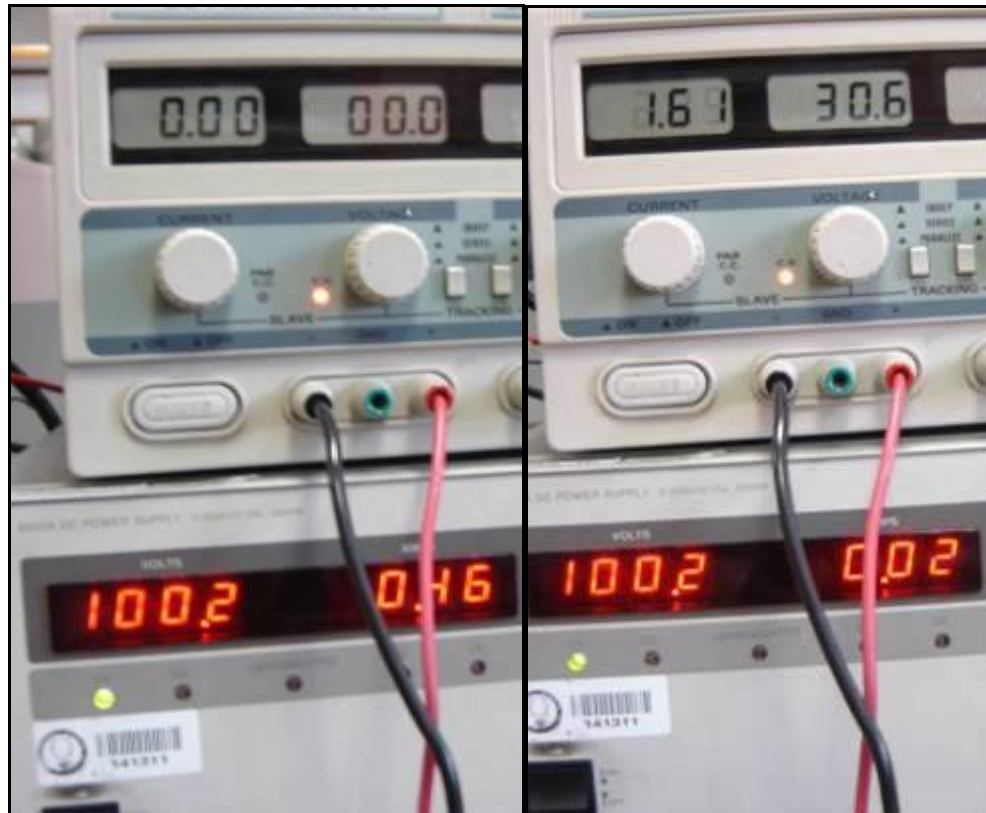


Fig. 98. Fotos y diagrama de la búsqueda del PMP por el algoritmo

	ENTRADA	SALIDA
Tensión (V)	30,67	100,2
Corriente (A)	1,61	0,46
Potencia (W)	49,37W	46,1W
	Pérdidas = 3,28W	

Tabla 33. Balance de pérdidas del ensayo del sistema completo con $P_i=50W$

La forma de onda de la tensión en los MOSFETs es la siguiente:

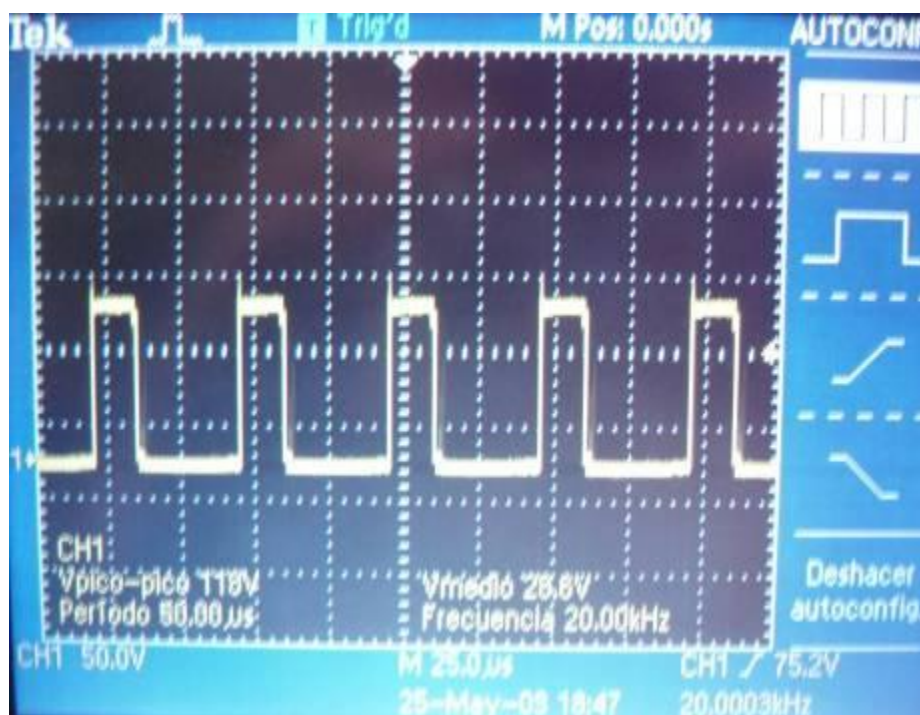


Fig. 99. Tensión en los MOSFETs

5.4 Problemas

5.4.1 Ensayo de la placa de potencia

Durante las pruebas se tuvo problemas derivados del osciloscopio, debido a la propia masa del aparato de medida. Las soluciones encontradas para poder realizar dichas medidas fueron dos:

- Medir en modo diferencial
- Aislar el osciloscopio de la tierra, tapando las clavijas de tierra en el enchufe.

A su vez, durante el segundo ensayo, se observó un gran armónico en la corriente de la bobina que producía un silbido agudo en los MOSFETs. Este armónico se debía a que al alimentar con corriente alterna monofásica el rizado era enorme (exactamente la amplitud de la señal de entrada), y el condensador de entrada estaba diseñado para un rizado mucho menor, es decir, el rizado producido por una señal trifásica.

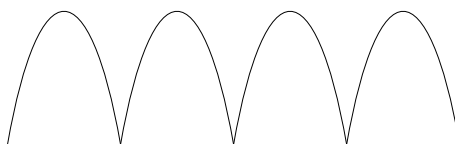


Fig. A

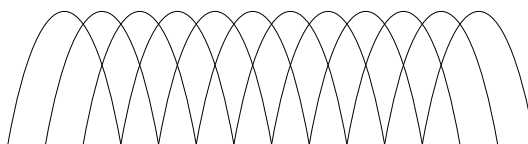


Fig. B

Fig. 100. A) Rizado señal monofásica; B) Rizado señal trifásica

Este enorme rizado hacía que tanto la tensión en los transistores, como la corriente en la bobina tuviera un armónico de 50Hz. Para solucionar este problema se tiene que sobredimensionar el condensador de entrada para disminuir el rizado.

Por último, la gran dificultad de precisar el ciclo de trabajo en el PWM en los ensayos de la etapa de potencia, debido a la imprecisión del propio dispositivo (el rango era de 0,8 – 2,5V), hacía que con una pequeña variación de la tensión de consigna se nos disparase la tensión de salida por encima de los 600V, quemando así los MOSFETs. Para poder limitar este problema, durante los ensayos se introdujo un potenciómetro multi-vuelta para ganar en precisión.

5.4.2 Ensayo del sistema completo

Durante los ensayos se tuvo diversos problemas relacionados con ruido acoplado en el sensor de corriente y con picos de tensión en los transistores:

Ruido en la señal del sensor de corriente:

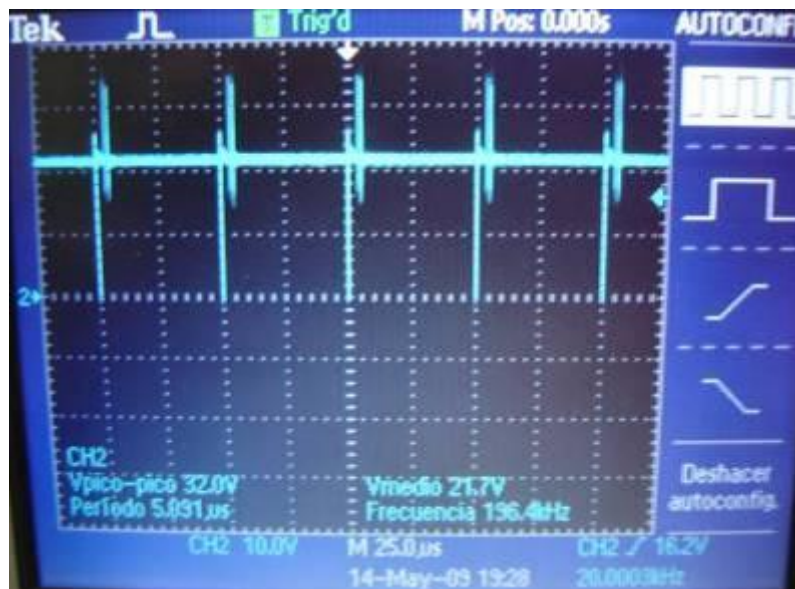


Fig. 101. Ruido en el sensor de corriente

En dicha señal se acoplaba un ruido de 20KHz proveniente de la etapa de potencia.

Este problema lo reducimos mediante la colocación de una ferrita con un enrollamiento de tres espiras y con un condensador no electrolítico de $4,7\mu\text{F}$. A su vez se modificó el software para introducir un filtro que descartase lecturas aberrantes.

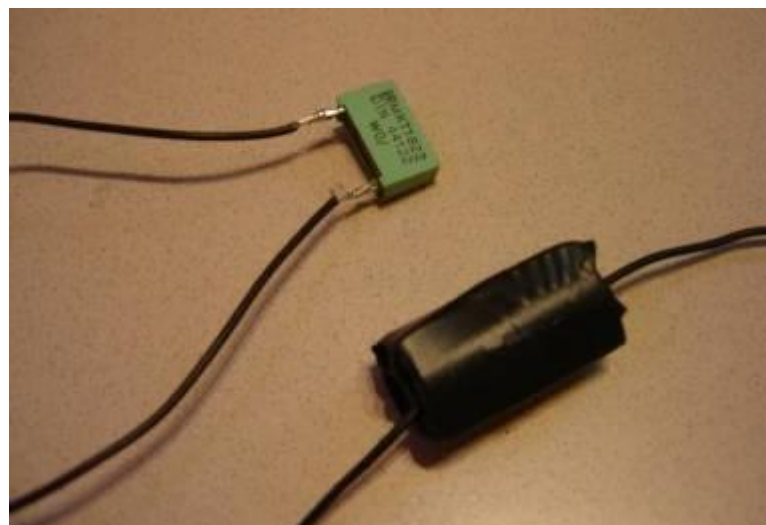


Fig. 102. Ferrita y condensador del sensor de corriente

Las soluciones adoptas no consiguieron eliminar del todo el ruido. Al algoritmo le costaba encontrar el PMP unos segundos, pero al poco tiempo lo perdía. Éste problema se debe a un fallo en el diseño de la PCB y no encontramos una solución definitiva y total.

Picos de tensión

Durante los ensayos se producían picos de tensión peligrosos entre los terminales de los MOSFETs:

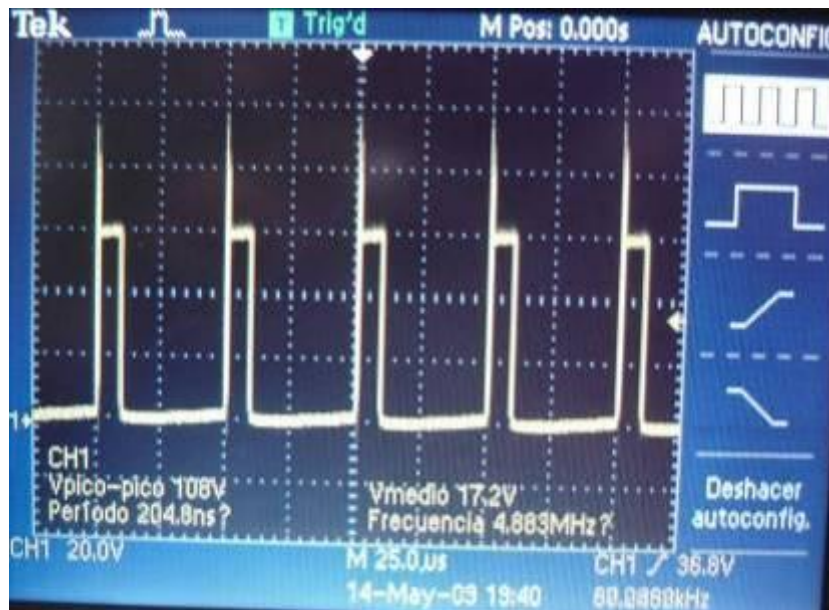


Fig. 103. Picos de tensión entre las patillas de los MOSFETs

Éstos picos se deben a las inductancias parásitas de la placa PCB.

Para solucionar este problema modificamos el algoritmo de control para que tuviese mas inercia reduciendo el incremento entre ciclo y aumentando ligeramente el tiempo de muestreo y la calidad de la lectura del sensor.

De todas maneras, cuando se conecta la Fuente de alimentación de salida, ésta limita la tensión al valor que impone eliminando los picos.

“Rebotes” en la tensión de los MOSFETs

En realidad este fenómeno no es un problema de diseño ni de funcionamiento.

Éstos “rebotes” se producen cuando el convertidor trabajaba en modo de conducción discontinua (MCD) y está conectada la fuente de alimentación de salida que simula el inversor UNIDRIVE:

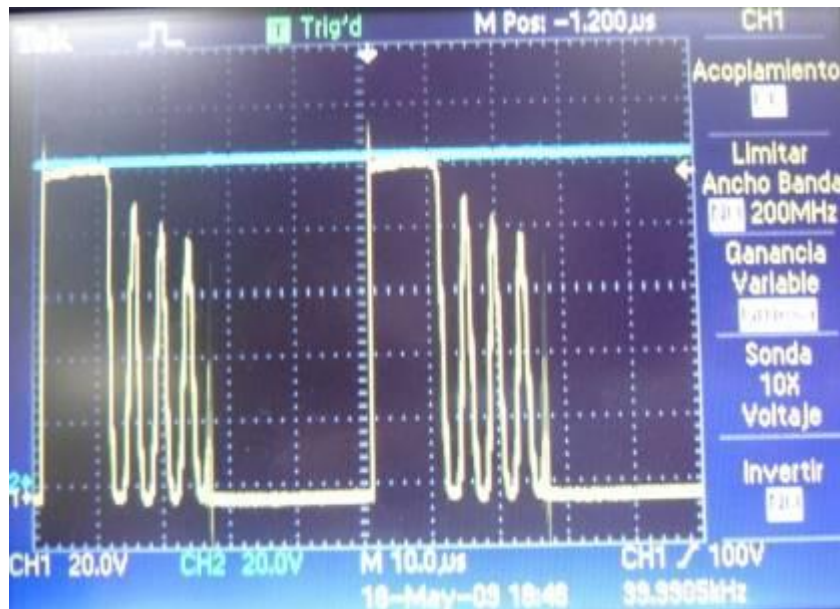


Fig. 104. Rebotes de tensión en los MOSFETs

Éste efecto aparece cuando se inyecta una potencia de 150 – 300W desapareciendo por encima de dicha potencia ya que pasa a funcionar en modo de conducción continua (MCC).

No parece que tenga influencia significativa en la vida útil de los transistores, ya que son lo suficientemente robustos.



Esta página está en blanco intencionadamente

6 CONCLUSIONES

Las conclusiones que se muestran a continuación se obtuvieron gracias al trabajo desarrollado a lo largo del proyecto y apoyándose en los resultados prácticos obtenidos.

Este proyecto se ha centrado en el análisis, diseño y construcción de un convertidor elevador y para ello se han seguido los siguientes pasos:

- Análisis de las arquitecturas: se realizó un estudio de pérdidas para determinar cuál era la mejor arquitectura (bus de 400 o 700V).
- Elección de los componentes semiconductores y de la bobina: se determinó cuales eran los mejores transistores, diodos y la mejor bobina mediante el análisis de diferentes dispositivos de distintos fabricantes.
- Selección de la frecuencia de conmutación: una vez determinado todo lo anterior se escogió la frecuencia que menores pérdidas producía.
- Dimensionamiento del resto de componentes de la etapa de potencia: sistema de refrigeración, protecciones, conectores, etc.
- Implementación del algoritmo MPPT: se realiza según las capacidades del microcontrolador.
- Dimensionamiento del resto de componentes de la etapa de control: interface, conectores, etc.
- Desarrollo del algoritmo de control.
- Simulación: se simuló los diferentes sistemas para saber si cumplen con las especificaciones teóricas.
- Ensayos: la parte de potencia del sistema se ha mostrado muy robusto durante los ensayos ya que se ha sometido a niveles de potencia muy superiores a la nominal. A su vez, a potencia nominal no se detectado que se calentasen los dispositivos por el sistema de refrigeración está bien diseñado. Sin embargo, en la parte de control no se consiguió eliminar el ruido que se acopla a la señal de lectura del sensor de corriente.

A nivel de equipo, las medidas teóricas, simuladas y ensayas se asemejan mucho por lo que cumple razonablemente las especificaciones de diseño.

A nivel de sistema, está perfectamente integrado en el Proyecto SPEED cumpliendo con las condiciones impuestas inicialmente.



Esta página está en blanco intencionadamente

7 FUTURAS MEJORAS

El dispositivo desarrollado a lo largo de este documento es bastante rudimentario, y por ello, susceptible a innumerables mejoras de las que podemos destacar las siguientes:

- Sistema:
 - Utilización de conectores atornillados.
 - Cables de conexionado apantallados.
- Etapa de potencia:
 - Mejora del trazado de las pistas intentando acercar más la entrada y la salida de potencia.
 - Tecnología multicapa, introduciendo una capa intermedia puesta a tierra para un apantallamiento entre capas.
 - Excesivo sobredimensionado.
 - Apantallamiento exterior de la placa o en su defecto de los componentes emisores.
 - Mejora de las protecciones (p.e. incorporación de un fusible electrónico, varistores, etc.).
 - Protecciones ante ráfagas conducidas.
- Etapa de control:
 - Filtro más eficaz en la fuente de alimentación de la placa de control.
 - Incorporación de ferritas y apantallamientos en la parte del PWM y en sus cables.
 - Apantallamiento de la placa o en su defecto de los componentes sensibles al ruido.
 - Mejora del algoritmo de control MPPT mediante utilización de ecuaciones estadísticas más complejas (covarianza, desviaciones típicas, etc.) y/o mediante herramientas de ingeniería de control (predictor, etc.).
 - Control en función de la tensión de salida independientemente del Unidrive.
 - Interface con PC para tener un registro de la generación.
 - Intercalar un seguidor de señal a la salida del PWM del PIC o cualquier otro acoplamiento para evitar que se deforme dicha señal por la impedancia de entrada del driver.

Las mejoras citadas anteriormente se basan en mantener la arquitectura y el diseño básico del sistema.



Esta página está en blanco intencionadamente

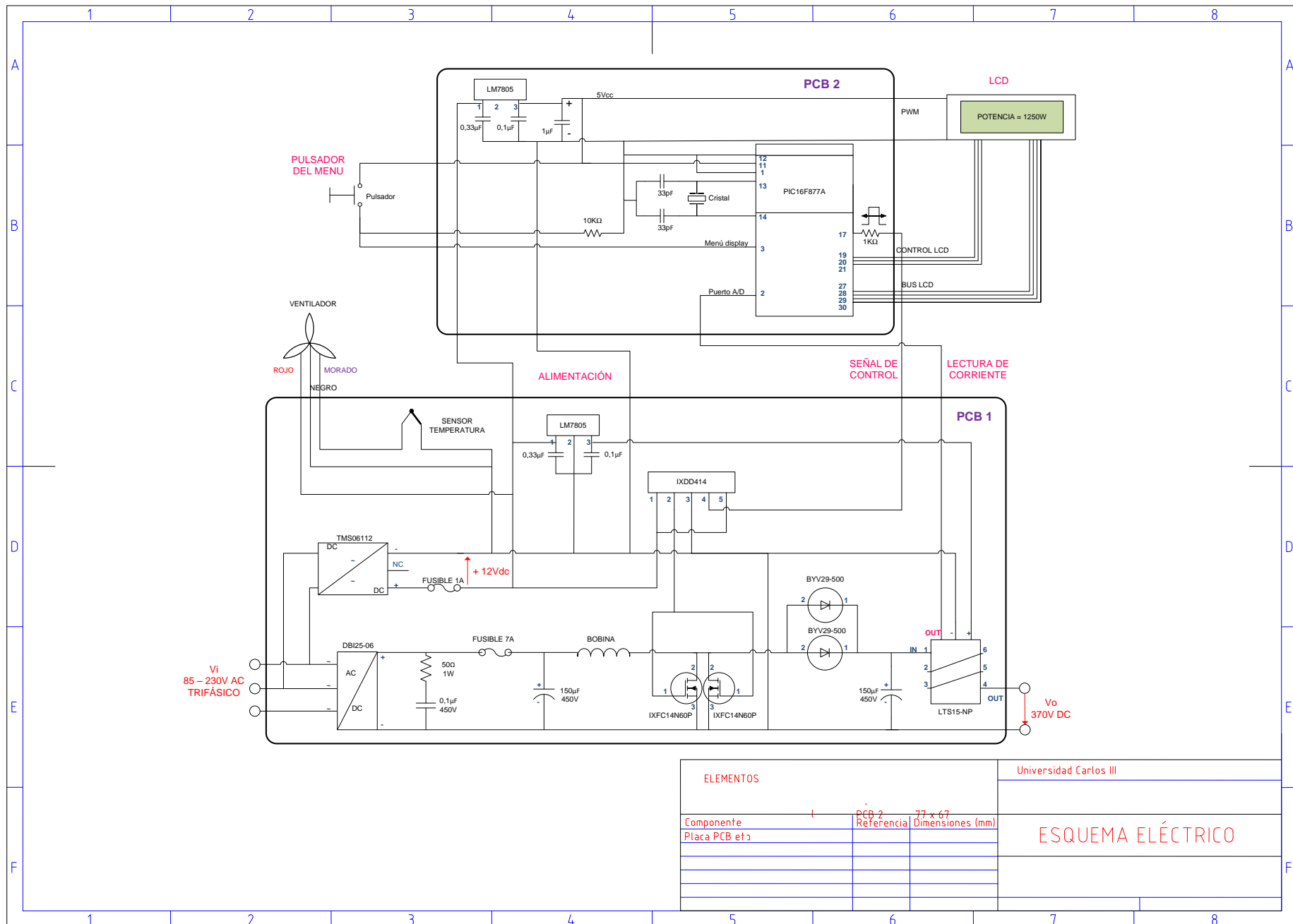


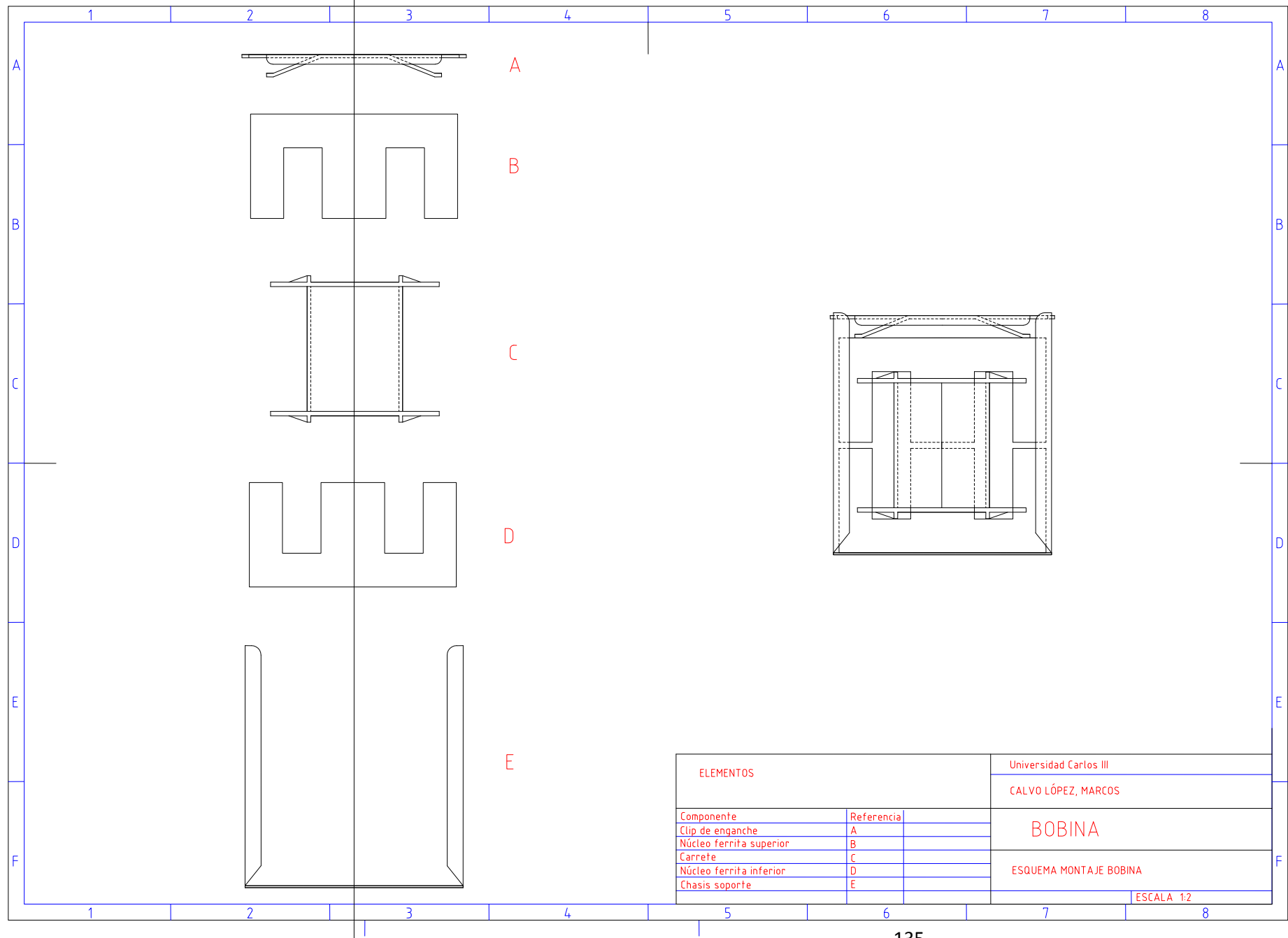
8 PLANOS

En este apartado tenemos los siguientes planos:

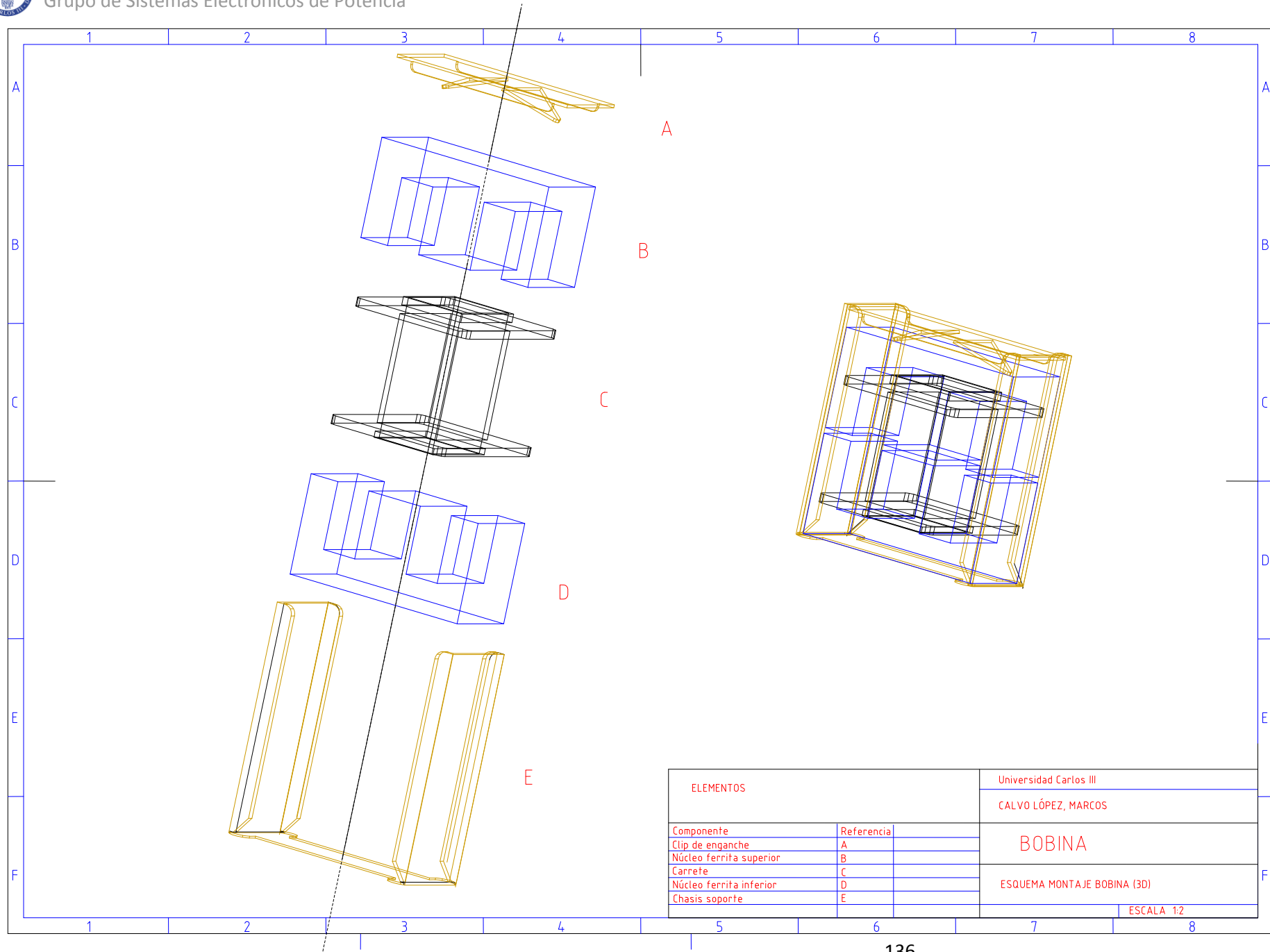
- Esquema eléctrico
- Bobina
 - o Esquema de montaje
 - o Esquema de montaje 3D
- Placa de potencia
 - o Serigrafía superior, inferior y componentes
 - o Serigrafía superior
 - o Serigrafía inferior
 - o Serigrafía componentes
- Placa de control
 - o Serigrafía superior, inferior y componentes
- Serigrafía caja

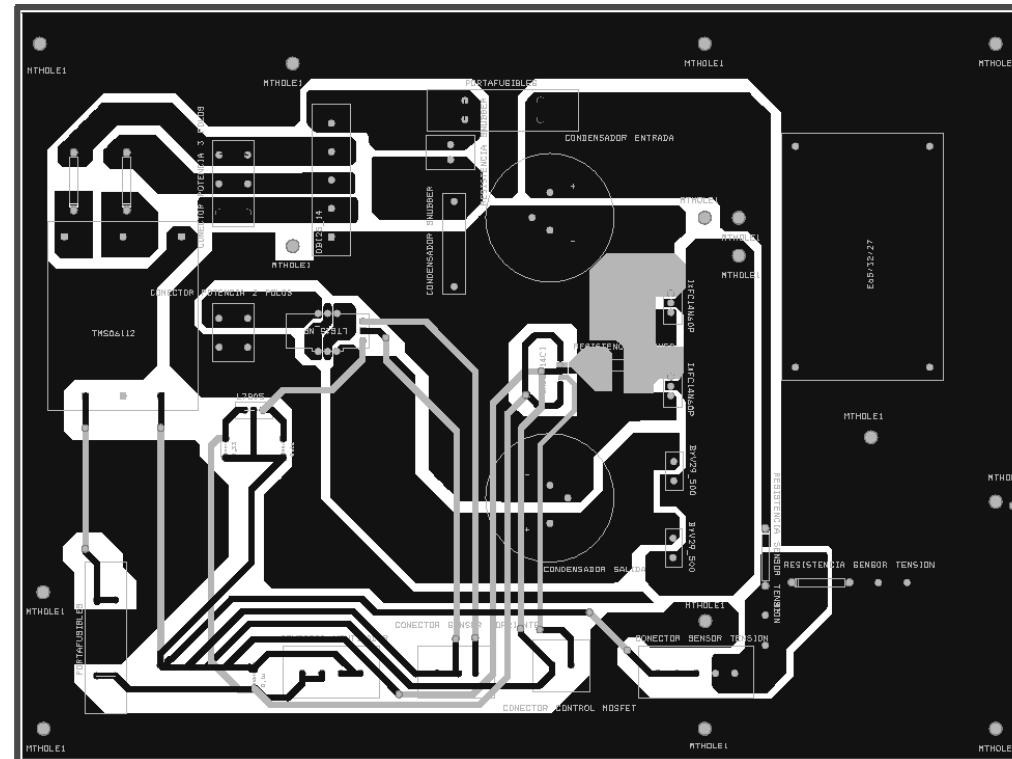
Dichos planos son resultado del análisis, cálculo y diseño del sistema en los apartados anteriores.



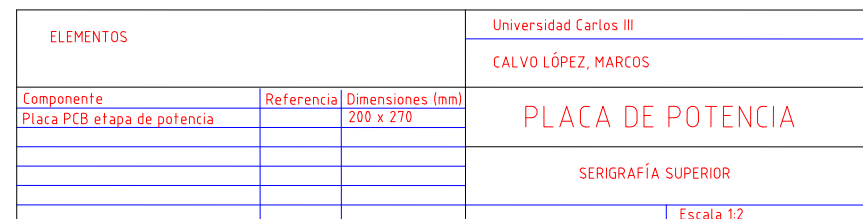


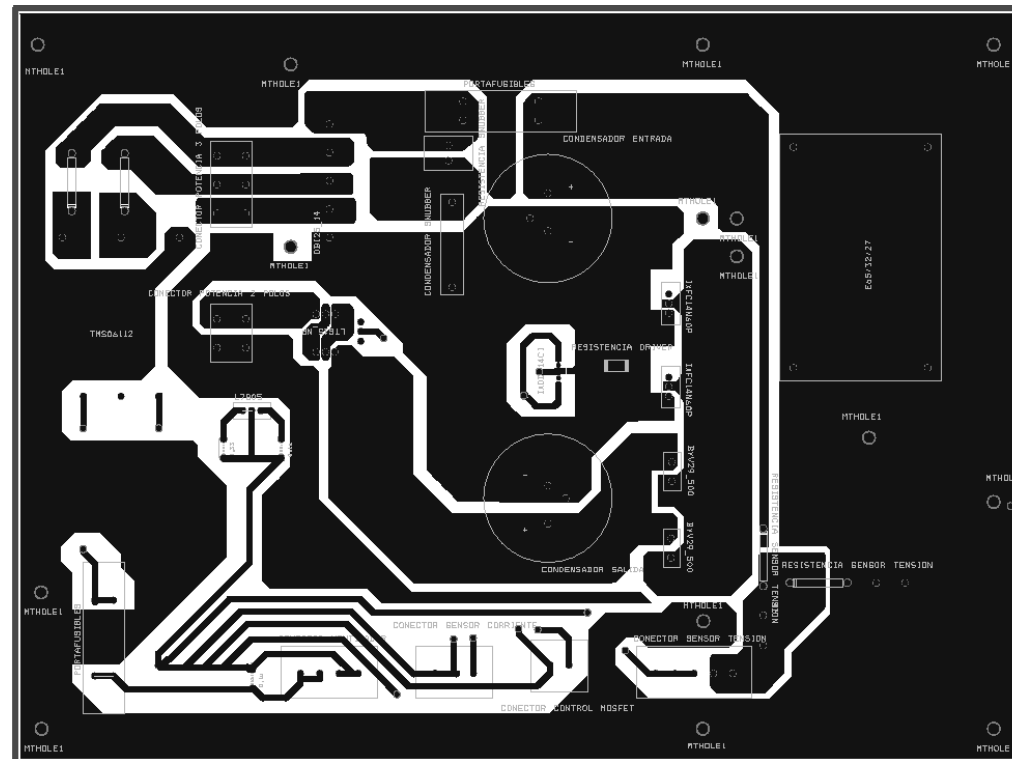
ELEMENTOS		Universidad Carlos III
		CALVO LÓPEZ, MARCOS
Componente	Referencia	BOBINA
Clip de enganche	A	
Núcleo ferrita superior	B	
Carrete	C	
Núcleo ferrita inferior	D	
Chasis soporte	E	ESQUEMA MONTAJE BOBINA
		ESCALA 1:2





ELEMENTOS			Universidad Carlos III
			CALVO LÓPEZ, MARCOS
Componente	Referencia	Dimensiones (mm)	PLACA DE POTENCIA
Placa PCB etapa de potencia		200 x 270	
			SERIGRAFÍA SUPERIOR, INFERIOR Y DE COMPONENTES
			Escala 1:2





ELEMENTOS			Universidad Carlos III	
			CALVO LÓPEZ, MARCOS	
Componente	Referencia	Dimensiones (mm)	PLACA DE POTENCIA	
Placa PCB etapa de potencia		200 x 270		
			SERIGRAFÍA INFERIOR	
				Escala 1:2



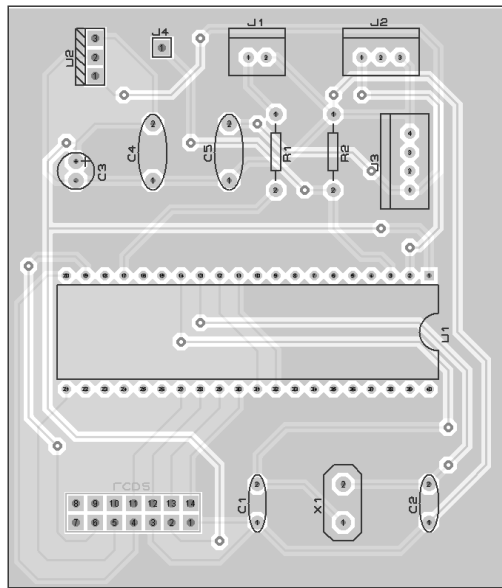


Fig. A

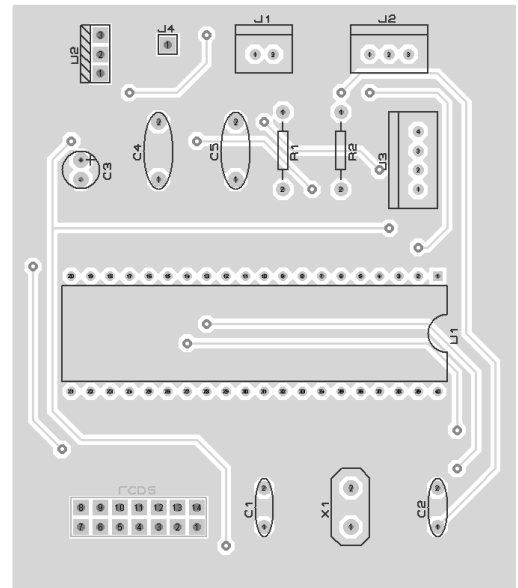


Fig. B

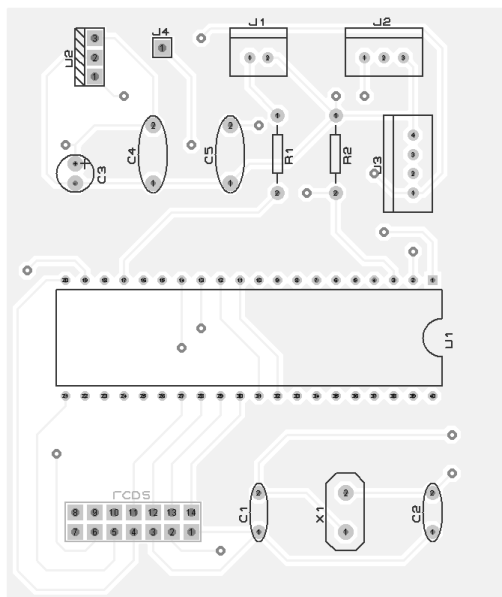


Fig. C

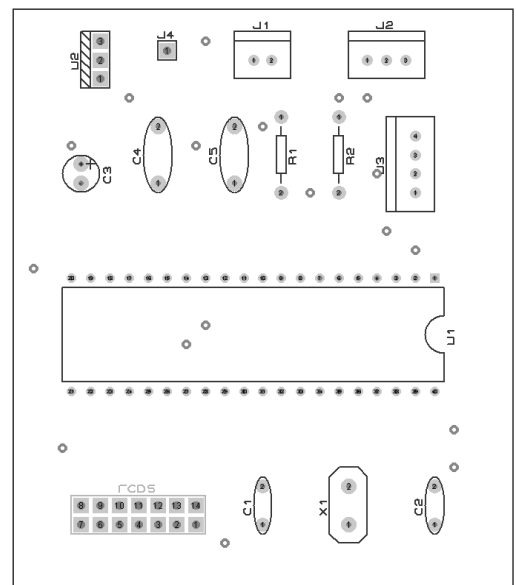
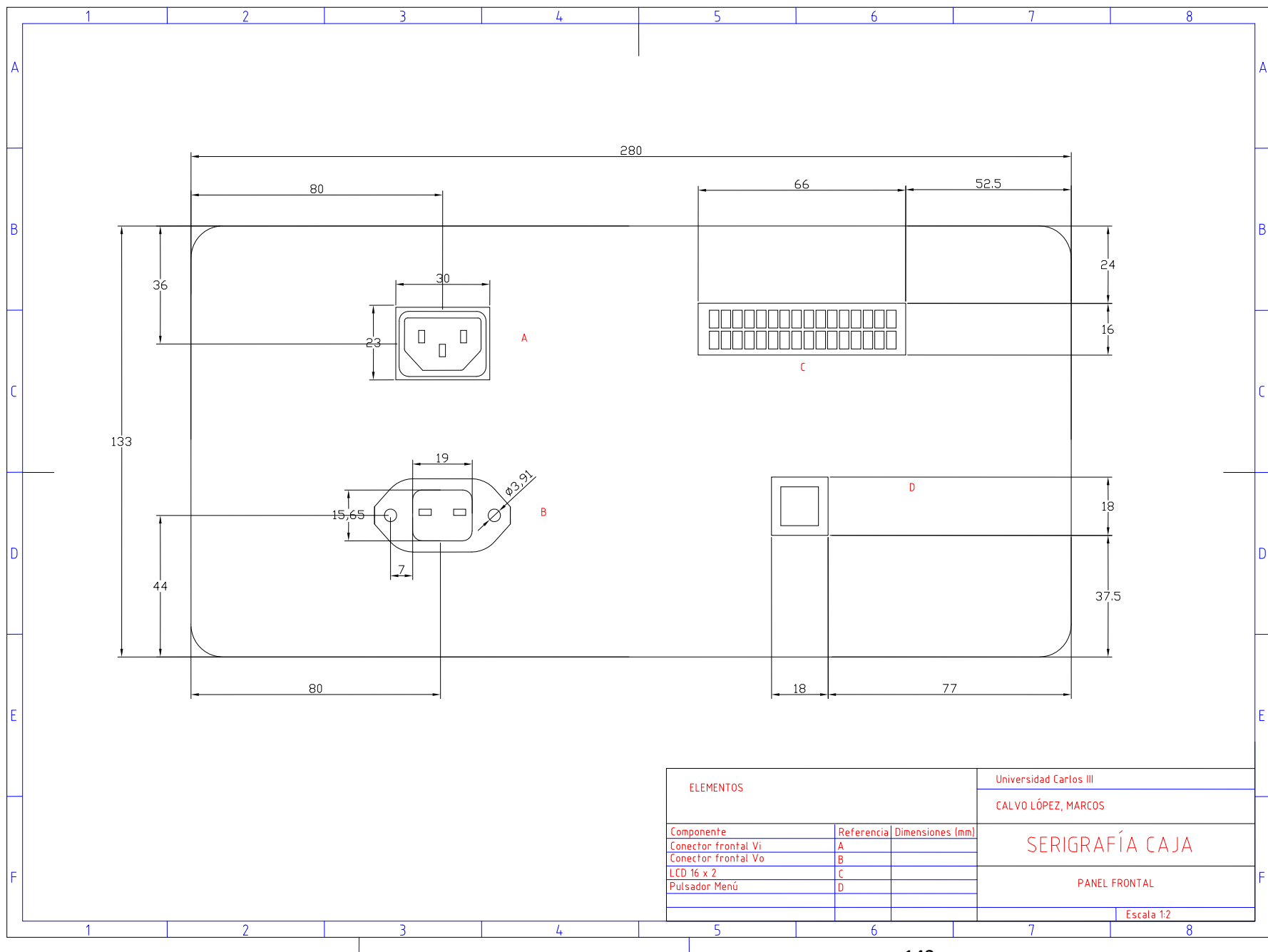


Fig. D

			Universidad Carlos III
			CALVO LÓPEZ, MARCOS
Componentes	Referencia	Dimensiones (mm)	PLACA DE CONTROL
Placa PWM	Fig. A	77 x 67	
Serigrafía superior	Fig. B	77 x 67	
Serigrafía inferior	Fig. C	77 x 67	
Componentes	Fig. D	77 x 67	
			PLACA CONTROL: SERIGRAFÍA SUPERIOR, INFERIOR Y COMPONENTES
			Escala 1:1



9 DESCRIPCIÓN Y REQUISITOS DEL SISTEMA Y SUS COMPONENTES

En este apartado se explican las características técnicas exigibles de los componentes presentes en este documento.

El sistema debe cumplir las siguientes especificaciones:

Tensión de entrada	85 – 340Vac
Tensión de salida	370Vcc
Potencia de salida	2000W
Frecuencia de conmutación	20kHz
Irizado bobina	1,5A
Lbobina	0,92 ± 5% mH *
P _{totales}	21,62 ± 30% W **

* el ajuste del gap es muy difícil por lo que se acepta una tolerancia del 5%

** varía con la temperatura, frecuencia, corriente de rizado y consumo de la etapa de control. Estas pérdidas son para condiciones estándar a máxima potencia (2kW).

Tabla 34. Especificaciones del sistema

9.1 Especificaciones eléctricas y mecánicas

9.1.1 Etapa de potencia

MOSFET

Los transistores MOSFETs deben tener las siguientes características:

- $V_{DSS} = 600V$
- $I_{D25} = 8A$
- $R_{DS(on)} \leq 630m\Omega$
- $t_{rr} = \leq 200ns$
- $P_{conducción} + P_{conmutación} \approx 11,86W$
- Zócalo TO220

En caso de no conseguir un transistor que tenga todas estas características se puede utilizar otro pero cumpliendo los requisitos de V_{DSS} y de I_{D25} .

Diodos

Los diodos deben tener las siguientes características:

- $V_R = 500V$
- $I_{F25} = 9A$
- $V_F \leq 1.03V$
- $t_{rr} = \leq 50ns$
- $P_{conducción} + P_{conmutación} \approx 4,05W$
- Zócalo TO220

En caso de no conseguir un diodo que tenga todas estas características se puede utilizar otro pero cumpliendo los requisitos de V_R y de I_{F25} .



Bobina

La bobina debe tener las siguientes características:

- $L = 0,92\text{mH}$
- $N^{\circ} \text{ espiras} = 44$
- $P_{\text{conducción}} + P_{\text{conmutación}} \approx 1,67\text{W}$

Debido a que el ajuste de la inductancia mediante el gap es muy difícil, se acepta la tolerancia de un 5%.

Condensadores

Los condensadores de potencia deben tener las siguientes características:

- $C = 150\mu\text{F}$
- $\text{ESR} = 0,48\Omega$
- $I_{\text{Ceficaz}} = 7,2\text{A}$

En caso de no conseguir un condensador que tenga todas estas características se puede utilizar otro pero cumpliendo los requisitos de C y de I_c .

Red snubber del rectificador

Utilizaremos una red snubber RC recomendada por el fabricante del rectificador cuyos valores son los siguientes:

- Resistencia: $R = 50\Omega$, $P = 1\text{W}$
- Condensador: $C = 0,1\mu\text{F}$, $V_c = 650\text{V}$

Driver

Las características del driver son:

- $V_o = V_{cc} - 0,025\text{V}$
- $I_{\text{peak}} \geq 10\text{A}$
- Zócalo TO220

Rectificador

Las características del rectificador son las siguientes:

- $V \geq 600\text{V}$
- $I \geq 7\text{A}$
- $P_{\text{conducción}} + P_{\text{conmutación}} \approx 4,04\text{W}$

Sensor de corriente

Las características del sensor de corriente:

- Sensibilidad = $2,5 \pm 0,625\text{V}$ para un rango de lectura de -5A hasta 5A.
- Alimentación = 5V



Refrigeración

Placas de refrigeración:

- * Placa de refrigeración de los semiconductores (MOSFETs y diodos)
 - Material: Aluminio bruto
 - Dimensiones: 125x30x10mm
 - Superficie mínima de refrigeración: 3750mm²
 - Capacidad de disipación: 11,75W
- * Placa de refrigeración del rectificador
 - Material: Aluminio bruto
 - Dimensiones: 75x30x10mm
 - Superficie mínima de refrigeración: 2250mm²
 - Capacidad de disipación: 7,03W

Disipadores:

- * Driver:
 - Coeficiente mínimo de disipación: 6,8°C/W
 - Forma: para zócalo TO220
- * Regulador CC (opcional):
 - Coeficiente mínimo de disipación: 65°C/W
 - Forma: para zócalo TO220

Ventilación:

- Vcc = 12V
- Caudal = 40m³/h
- Con sensor de temperatura
- Máxima potencia a 50°C
- Dimensiones: 92x92x25,4mm
- Consumo máximo < 2,5W

Fuente de alimentación

- Vi = 85 – 264Vac
- Vo = 12 ± 0,4% Vcc
- Io = 500mA
- Po = 6W

Regulador CC

- Vi = 12Vcc
- Vo = 4,9 – 5,1 Vcc
- Io = 1A
- Condensador entrada = 0,33μF
- Condensador salida = 0,1μF



Fusibles

Etapas de potencia:

- Iruptura = 7A
- truptura $\leq 4\text{ms}$
- Dimensiones = 6,3x32mm

Etapas de control:

- Iruptura = 1A
- truptura $\leq 10\text{ms}$
- Dimensiones = 5x20mm

Conectores

Etapas de potencia:

- Tipo: IEC para cables de 7,62mm
- $V_{\text{máx}} = 500\text{V}$
- $I_{\text{máx}} = 41\text{A}$
- Pines conector de tensión de entrada = 3
- Pines conector de tensión de salida = 2

Etapas de control:

- Tipo: PA para cables de 2mm
- $V_{\text{máx}} = 250\text{V}$
- $I_{\text{máx}} = 3\text{A}$
- Pines conector control MOSFET = 2
- Pines conector sensor de corriente = 3
- Pines conector ventilador = 4
- Pines conector sensor de tensión (opcional) = 5

Resistencias

Driver:

- Valor = 5Ω
- Potencia = 1W

Sensor de tensión (opcional):

- Valores = depende de la sensibilidad requerida
- Potencia = se busca que las pérdidas sean las menores posibles



PCB

Se tienen dos formas de realización de la placa de circuito impreso de potencia. La primera está basada en la técnica de la fotoimpresión, mientras que la segunda es mecánica mediante una fresadora:

PCB mediante fotoimpresión:

- Proceso: Primer paso insolado o fotosensibilización de la película; segundo paso, revelado de la emulsión; y tercer paso, atacado del material metálico (el cobre).
- Tipo de impreso: sensibilidad positiva de doble capa
- Material base: fibra de vidrio
- Conductor: cobre electrolítico
- Máscara: verde
- Grosor de la placa: 3,2mm
- Micras de cobre: 70

PCB mediante mecanizado:

- Proceso: mecanizado eliminando el exceso de cobre del material base.
- Tipo de impreso: doble capa
- Material base: fibra de vidrio
- Conductor: cobre electrolítico
- Máscara: verde
- Grosor de la placa: 3,2mm
- Micras de cobre: 70

9.1.2 Etapa de control

PIC16F877A

Se utilizará un microcontrolador PIC para el control del convertidor. De dicho micro se utilizará una entrada analógica, una entrada digital, un puerto configurado para un LCD y otro puerto configurado como PWM.

- $V_{CC} = 5V_{CC}$
- Memoria = 8KB
- Puertos I/O = 5
- Módulos PWM = 2
- Módulo A/D = 8
- Timer = 3
- Encapsulado: 40 patillas PDIP

Cristal

Cristal de 4MHz con encapsulado HC49.

Condensadores:

- $C_{cristal} = 33pF$
- $C_{alimentación} = 1\mu F$

Resistencias:



- $R1 = 1K\Omega$
- $R2 = 10K\Omega$

Regulador CC

- $V_i = 12V_{cc}$
- $V_o = 4,9 - 5,1 V_{cc}$
- $I_o = 1A$
- Condensador entrada = $0,33\mu F$
- Condensador salida = $0,1\mu F$

Conectores

Tipo: PA para cables de 2mm

- $V_{m\acute{a}x} = 250V$
- $I_{m\acute{a}x} = 3A$
- Pin conector Pulsador menú = 1
- Pines conector control MOSFET = 2
- Pines conector sensor de corriente = 3
- Pines conector alimentación = 4

Tipo: CONN-14

- Conector LCD de 14 vías

PCB mediante fotoimpresión:

- Proceso: Primer paso insolado o fotosensibilización de la película; segundo paso, revelado de la emulsión; y tercer paso, atacado del material metálico (el cobre).
- Tipo de impreso: sensibilidad positiva de doble capa
- Material base: fibra de vidrio
- Conductor: cobre electrolítico
- Máscara: verde
- Grosor de la placa: 3,2mm
- Micras de cobre: 35



9.1.3 Soporte, protecciones y material auxiliar

Caja

Se utilizará una caja adaptada para condiciones atmosféricas de exterior aunque su ubicación final será en un laboratorio o industria.

- Material: acero poroso
- Material panel: aluminio
- Recubrimiento: pintura esmalte RAL
- Soportes laterales para montaje de PCB
- Dimensiones = 305x280x133mm
- Acometidas de cables

Como medida de protección contra derivaciones, se conectará directamente a tierra la carcasa de la caja.

Cableado

Serán internos excepto los de alimentación, carga y conexión con el Unidrive. Cabe comentar que la utilización del dispositivo será para recintos interiores de un laboratorio o una industria como ya comentamos anteriormente con la caja.

Cables de potencia:

- Diámetro = 4,5mm² por núcleo
- $V_{peak} = 500V$
- $P_{máx} > 3kW$
- Nº hilos cable de alimentación: 3
- Nº hilos cable de salida: 2
- Aislante: PVC

Cables de control y sensado:

- Diámetro = 1,5mm²
- $V_{peak} = 300V$
- Nº hilos cable control MOSFET = 2
- Nº hilos cable sensor de corriente = 3
- Nº hilos cable ventilador = 4
- Nº hilos cable sensor de tensión (opcional) = 5
- Cable plano de 14 vías
- Aislante: PVC

9.2 Ensayos, verificaciones y ajustes

El ajuste de las partes del convertidor se realizará mediante ensayos. Para ello se ensayará por separado la etapa de potencia y la de control. Posteriormente, después de realizar los ajustes, se probará el conjunto entero para así comprobar si cumple con los requisitos de diseño.

Todos los ensayos serán realizados en condiciones estándar de medida (1 atmósfera y 25°C).

Etapas de potencia:

El ensayo de la placa de potencia se realiza alimentado mediante una fuente de tensión regulada la entrada de la placa ($V_i = 85 - 230V_{ac}$). El control queda supeditado a un generador de pulsos de ancho variable de 5Vcc.

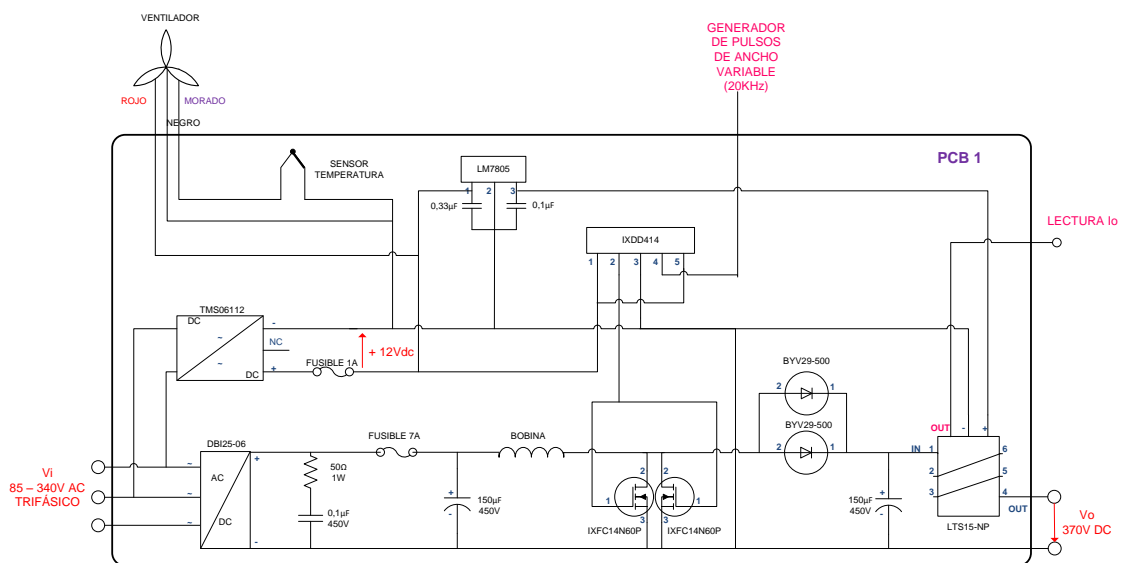


Fig. 105. Esquema del ensayo para el ajuste de la placa de potencia

En este ensayo se tiene que comprobar que:

- La tensión de salida respecto a la de entrada es la que corresponde con el ciclo de trabajo impuesto por el generador de pulsos:

Ensayo 1	Ensayo 2	Ensayo 3
$V_i = 100V_{ac}$	$V_i = 200V_{ac}$	$V_i = 340V_{ac}$
$V_o = 370V_{cc}$	$V_o = 370V_{cc}$	$V_o = 370V_{cc}$
$D = 73\%$	$D = 45,9\%$	$D = 8,1\%$

- Las pérdidas en el tercer ensayo (a máxima potencia) no pueden ser superiores a $21,62W \pm 30\%$ (pérdidas máximas de los componentes suponiendo el caso más desfavorable).

Etapas de control:

El ensayo de la placa de control se realiza alimentando mediante una fuente de tensión regulada que se utilizará como tensión de medida del sensor de corriente. A su vez, la placa se alimentará con otra fuente de alimentación de 5V.

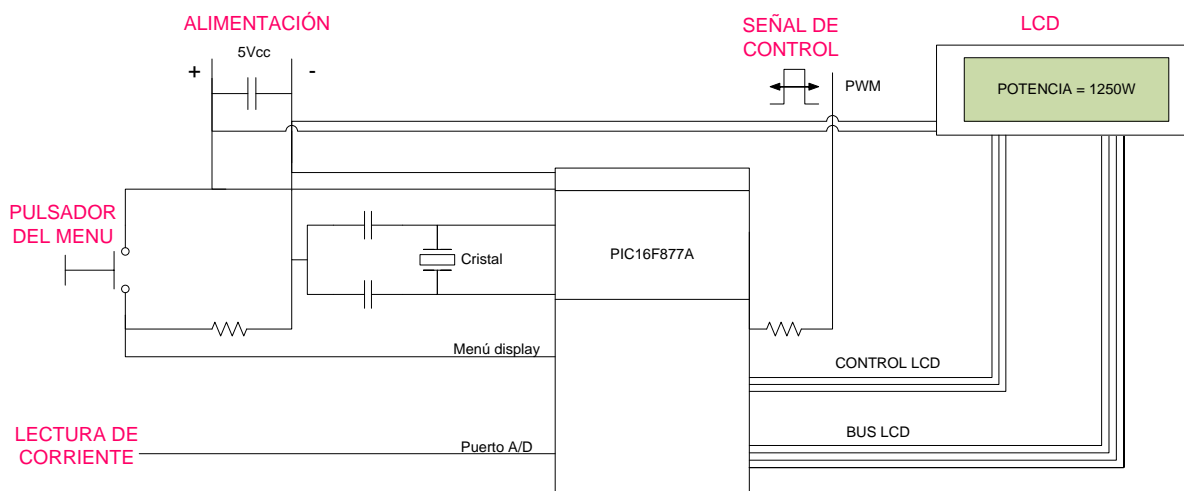


Fig. 106. Esquema del ensayo para el ajuste de la placa de control

En este ensayo se tiene que comprobar que:

- La frecuencia de salida tiene que ser 20kHz aproximadamente
- El rango de regulación del ciclo de trabajo sea 2,5-3,125Vcc
- El pulso de salida tenga una amplitud de $5 \pm 0,3 V_{cd}$.



9.2.1 Dependencia de componentes externos

El funcionamiento correcto del conjunto está supeditado a:

El generador síncrono: El rango de funcionamiento del convertidor es de 85 – 340Vac, por lo que se tienen los posibles casos:

- $V_i < 85\text{Vac}$: el convertidor no regula y la tensión de salida será inferior a 370Vcc
- $85 < V_i < 340\text{Vac}$: la tensión de salida del regulador será 370Vcc.
- $V_i > 340\text{Vac}$: funcionarían las medidas de protección y se fundirían los fusibles. Éstos no actuarían inmediatamente ya que los componentes están sobredimensionados para soportar picos de tensión, por lo que soportarían un voltaje bastante superior a 340.
- $I_{in} > 7\text{A}$: funcionarían las medidas de protección y se fundirían los fusibles.

El inversor Unidrive: depende del correcto funcionamiento de este dispositivo ya que éste impone la tensión de salida.

9.2.2 Manejo de componentes externos

El convertidor influenciaría en el dispositivo que está conectado a su salida, es decir, el inversor. Pero como éste es el que impone la tensión de salida de dicho convertidor la única influencia que tendría sería en la corriente de salida. Debido a las protecciones de sobrecorriente que incorpora el diseño del convertidor elevador, la corriente nunca llegará a un valor peligroso para el Unidrive.



10 CONDICIONES DE EJECUCIÓN

10.1 Legislación aplicable y jurisdicción

Reglamento Electrotécnico de Baja Tensión e instrucciones complementarias del reglamento:

Todos los aspectos técnicos de la instalación que, directa o indirectamente, estén incluidos en dicho reglamento, tendrán que cumplir lo que se disponga en las respectivas normas.

Ordenanzas de Seguridad e Higiene en el Trabajo (OSHT).

Referente sobre todo al capítulo VI que hace referencia a la Electricidad (Art. 51 – 70).

10.2 Descripción del proceso

En este apartado definiremos los pasos que hay que seguir para la construcción del convertidor.

10.2.1 Compra y pedido del material

La compra de los materiales, componentes y aparatos necesarios tendrán que realizarse con el tiempo necesario, de manera que estén disponibles en el momento que comience el ensamblaje de los componentes.

10.2.2 Construcción del inductor

Para la construcción del inductor necesitamos los siguientes componentes:

- Dos núcleos E65/32 de ferrita
- Un carrete para dicho núcleo
- Chasis y clip de sujeción
- Cable AWG13



Fig. 107. Partes de la bobina

En primer lugar se enrollarán en el carrete 44 espiras con el cable AWG13 de manera que queden lo más apretado posible. Posteriormente se ensambla todo el conjunto tal y como se muestra en el plano N°2.

El ajuste del valor de la inductancia se obtendrá regulando el gap. Para ello, mediante un medidor de inductancias (como se puede ver en la figura inferior), se introducen trozos de papel de distinto grosores entre los núcleos hasta alcanzar un valor lo más cercano posible a 0,92mH.



Fig. 108. Conexionado con el medidor de impedancias

Para poder medir se tendrá que aplicar un decapador en los extremos de la bobina para quitar la resina aislante y así conseguir un contacto correcto en el dispositivo de medida.

Durante la medición se tendrá que seleccionar un circuito equivalente en el medidor, según muestra siguiente 109 (circuito B).

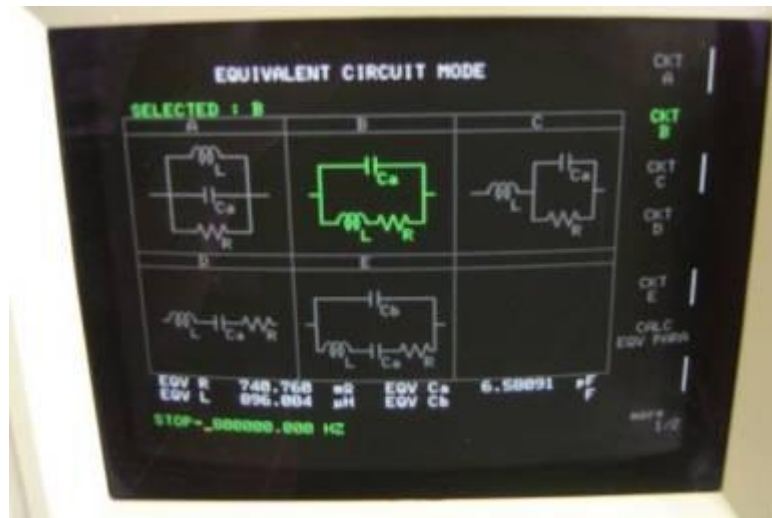


Fig. 109. Circuito equivalente B seleccionado en el medidor

Debido a los armónicos, el análisis realizado con el mencionado medidor de impedancias se hará para una frecuencia cuarenta veces superior a la frecuencia de funcionamiento (800KHz), para así tener en cuenta los armónicos más influyentes.



Fig. 110. Resultados del medidor de impedancias



10.2.3 Fabricación de las placas de refrigeración

Para la realización de las placas de refrigeración se cortarán tres tacos 125mm y otros tres de 75mm de un perfil cuadrado de aluminio bruto de 10x10mm.

Posteriormente se pegarán con un adhesivo bifásico para metales que soporta altas temperaturas y así obtener dos placas cuyas dimensiones son 125x30x10mm y 75x30x10mm.

Después, mediante una esmeriladora, se pule la superficie para que el contacto con los dispositivos a refrigerar sea óptimo.

Por último se realizan los taladros de sujeción a los dispositivos y a la PCB.

10.2.4 Fabricación de los circuitos impresos

A continuación se detallan los pasos para la fabricación de los circuitos impresos mediante fotoimpresión:

- 1- Los materiales y aparatos para la realización de las PCBs son: insoladora (o lámpara de luz actínica), revelador (o en su defecto disolución de sosa cáustica y agua), atacador rápido (se puede sustituir por una disolución con un 33% de HCl, 33% de agua oxigenada de 110 volúmenes y 33% de agua destilada), y por último placas de circuito impreso de material fotosensible de doble cara y fibra de vidrio.
- 2- La forma de operar será la siguiente: en primer lugar se efectuará una copia de los planos de las placas en papel de acetato. Posteriormente se unirían las dos copias de cada placa procurando la correspondencia entre las pistas de las dos caras, dejando una ranura sin unir por donde se introducirá la placa. Se recubre la placa y las copias de acetato con un material plástico al cual se le aplica el vacío evitando que se formen burbujas de aire entre el papel de acetato y la placa.
- 3- A continuación se expone el conjunto a la luz ultravioleta durante el tiempo que aconseje el fabricante. Este tiempo depende de la lámpara utilizada, de la distancia de ésta respecto de la placa, del material fotosensible y del envejecimiento del mismo.
- 4- Una vez acabada la exposición, se retira la placa y se coloca dentro del líquido revelador. El tiempo también depende del fabricante, el cual indicará cual es el tiempo óptimo. De todas maneras el proceso puede darse por finalizado cuando las pistas se vean nítidamente y el resto de la superficie se aprecie libre de cualquier sustancia fotosensible (cobre limpio). Cuando la placa esté revelada se limpia con agua.
- 5- Posteriormente se pasa al atacado, donde se sumerge la placa en el atacador rápido y se puede observar como desaparece el cobre que no conforma el trazado de las pistas. Una vez haya desaparecido toda la superficie de cobre que no conforma las pistas se secará la placa del atacador y se limpiará.
- 6- Se limpia la emulsión fotosensible que recubre las pistas (y que impediría la soldadura) con alcohol o bien con acetato.
- 7- Por último se realizan los agujeros para soldar los terminales.

10.2.5 Soldadura de los componentes

Antes de iniciar una soldadura hay que asegurarse de que:

- La punta del soldador esté limpia.
- Las piezas a soldar tienen que estar totalmente limpias y a ser posible pre-estañadas.
- Utilizar un soldador de la potencia adecuada. Lo mejor es usar soldadores de 15 - 30w, pues los componentes del circuito se pueden dañar si se les aplica un calor excesivo.

Se soldarán todos los componentes según el esquema eléctrico, empezando con los de menor tamaño y acabando con lo más grandes.

Tenemos una buena soldadura cuando el metal fundido tiene un aspecto brillante y una buena resistencia mecánica.

Se aplicará posteriormente un barniz aislante en forma de aerosol a las placas.

10.2.6 Programación del microcontrolador

El microcontrolador se programará con un software específico configurado correctamente para el PIC16F877A

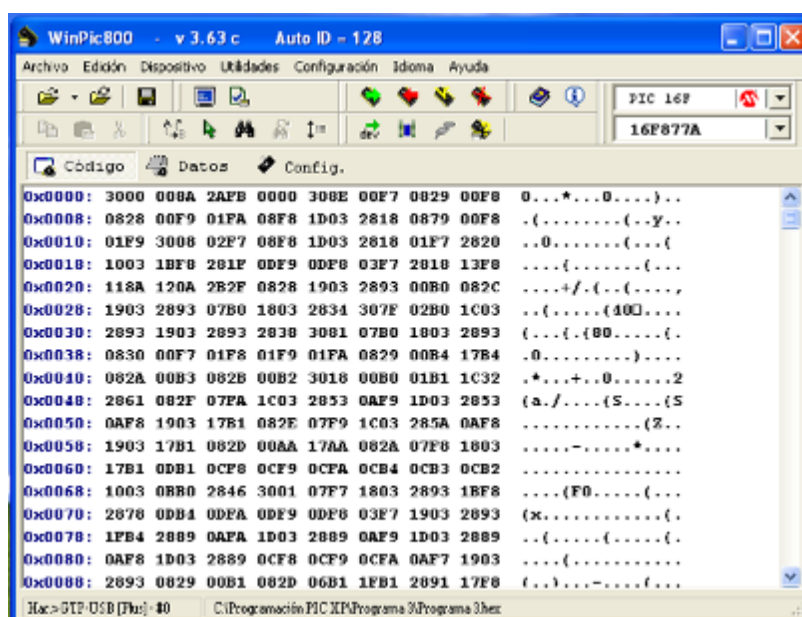


Fig. 111. Software de programación de micros WinPic800

El interface entre el software y el PIC será con un hardware de programación compatible para dicho micro.

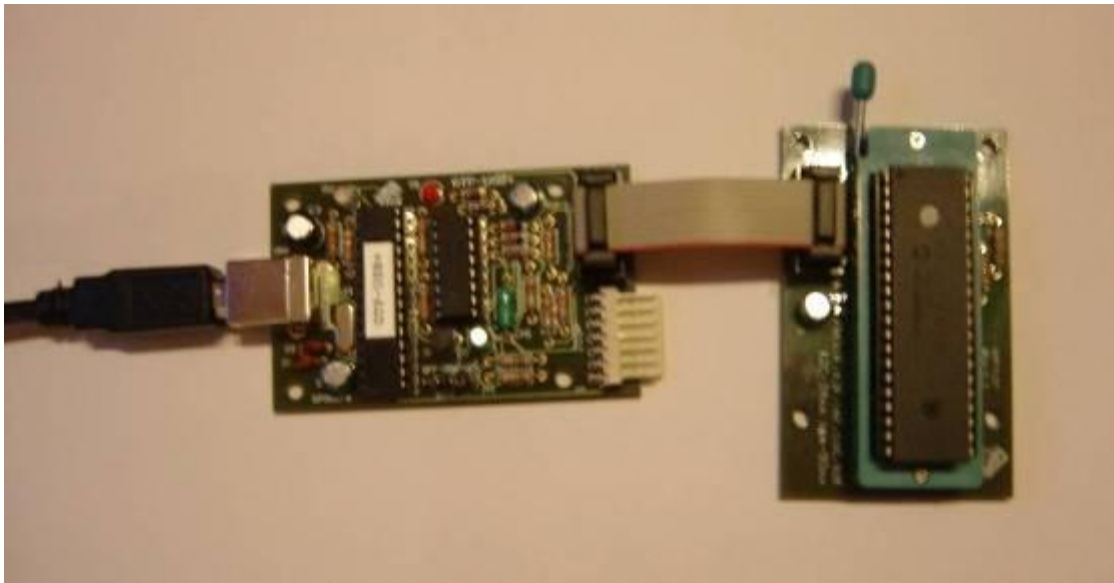


Fig. 112. Programador de micros PIC

Se comprobará posteriormente su correcto funcionamiento.

10.2.7 Enganche de los disipadores

Tanto las placas como los disipadores se engancharán con el mismo procedimiento.

Todos los disipadores se engancharán mediante tornillos de plástico de métrica 3 a sus correspondientes dispositivos. Entre el disipador y el componente se aplicará una pasta térmica de óxido metálico y una arandela de mica para encapsulado TO220.

10.2.8 Montaje de la caja y sujeción de las PCBs

El montaje de la caja metálica se realizará según los planos suministrados por el fabricante.

Mientras que el enganche de las PCBs se realizarán mediante los soportes laterales para montaje de placas que incorpora la caja.

10.2.9 Conexionado interno

Las conexiones internas son las siguientes:

- Tensión de entrada: cable de potencia trifásico 3kW
- Tensión de salida: cable de potencia monofásico de 3kW
- Señal cambio menú: cable de 1 hilo
- Señal control MOSFET: cable de señal de 2 hilos
- Señal sensor de corriente: cable de señal de 3 hilos
- Señal alimentación ventilador: cable de señal de 4 hilos
- Señal sensor de tensión (opcional): cable de señal de 5 hilos
- Bus de datos del LCD



11 PRESUPUESTO

11.1 Mediciones

Número	Descripción	Unidades	Parcial	Total
1.1	Rectificador DBI 25-14	1	-	1
1.2	Condensador de potencia PEH 536 150uF	2	-	2
1.3	Diodo de potencia BYV29-500 encapsulado TO-220	2	-	2
1.4	MOSFET de potencia IXFP14N60P encapsulado TO-220	2	-	2
1.5	Driver para MOSFET IXDD414CI encapsulado TO-220	1	-	1
1.6	Núcleo de Ferrita E65/32/27	2	-	2
1.7	Chásis para bobina Chásis para E65/32/27 con clip	1	-	1
1.8	Carrete para bobina Carrete para E65/32/27	1	-	1
1.9	Cable AWG13 para 44 espiras	1	-	1
1.10	Condensador Snubber MKT B32523 630V 0,1uF	1	-	1
1.11	Resistencia Snubber 47 Ω - 5W	1	-	1
1.12	Sensor de corriente LTS15 – NP	1	-	1
1.13	Resistencia Driver 5 Ω - 1W	1	-	1
1.14	Fuente de alimentación TMS06112	1	-	1
1.15	Regulador CC L7805	1	-	1
1.16	Portafusibles 5x20, 6.3x32mm PCB	2	-	2
1.17	Fusible 1A 5x20mm 1A	1	-	1
1.18	Fusible 7A 6.3x32mm 7A	1	-	1
1.19	Condensador 1 Regulador CC 0,1uF	1	-	1
1.20	Condensador 2 Regulador CC 0,33uF	1	-	1
1.21	Ventilador Ventilador + Termostato	1	-	1
1.22	Conector Vi PCB 3 way vertical PCB header	1	-	1
1.23	Conector Vi Terminal roscado para PCB 3 vías, 7.62mm	1	-	1



Número	Descripción	Unidades	Parcial	Total
1.24	Conector Vo PCB 2 way vertical PCB header	1	-	1
1.25	Conector Vo Terminal roscado para PCB 2 vías, 7.62mm	1	-	1
1.26	Conector MOSFET PCB 2 way top entry PCB header PA 2.0	1	-	1
1.27	Conector MOSFET 2 way socket housing PA 2.0	1	-	1
1.28	Conector Sensor Corriente PCB 3 way top entry PCB header PA 2.0	1	-	1
1.29	Conector Sensor Corriente 3 way socket housing PA 2.0	1	-	1
1.30	Conector Ventilador PCB 4 way top entry PCB header PA 2.0	1	-	1
1.31	Conector Ventilador 4 way socket housing PA 2.0	1	-	1
1.32	Conector Sensor Tensión PCB 5 way top entry PCB header PA 2.0	1	-	1
1.33	Conector Sensor Tensión 5 way socket housing PA 2.0	1	-	1
1.34	Disipador TO220 Disipador para TO220 de 6,8°C/W	2	-	2
1.35	Pasta para disipación de calor 20ml Pasta rellena de óxido metálico para disipación	1	-	1
1.36	Perfil cuadrado de aluminio bruto Perfil 10x10mm de aluminio bruto	1	-	1
1.37	Mica para TO220 Arandela aislante de mica para TO220	7	-	7
1.38	Tornillo 3x20mm Tornillo 3x20mm de plástico para disipadores	7	-	7
1.39	Tuerca para métrica de 3mm Tuerca de plástico para métrica de 3mm	7	-	7
1.40	Adhesivo térmico para metales Adhesivo para metales que soporta altas t^a (140°C)	1	-	1
1.41	Placa PCB de potencia Placa de circuito impreso del circuito de potencia	1	-	1
2.1	PIC16F877A Microcontrolador	1	-	1
2.2	Cristal 4MHz Cristal de 4MHz	1	-	1
2.3	Condensador cristal Condensador 33pF para el cristal	2	-	2
2.4	Condensador alimentación Condensador filtro entrada 1uF	1	-	1
2.5	Condensador Regulador CC control 1 Condensador 100nF	1	-	1



Número	Descripción	Unidades	Parcial	Total
2.6	Condensador Regulador CC control 2 Condensador 330nF	1	-	1
2.7	Regulador CC Control L7805	1	-	1
2.8	Resistencia R1 1000Ω	1	-	1
2.9	Resistencia R2 10KΩ	1	-	1
2.10	Conector Pulsador Menú PCB 1 way socket housing PA 2.0	1	-	1
2.11	Conector Pulsador Menú 1 way top entry PCB header PA 2.0	1	-	1
2.12	Conector MOSFET PCB 2 way top entry PCB header PA 2.0	1	-	1
2.13	Conector MOSFET 2 way socket housing PA 2.0	1	-	1
2.14	Conector Sensor Corriente PCB 3 way top entry PCB header PA 2.0	1	-	1
2.15	Conector Sensor Corriente 3 way socket housing PA 2.0	1	-	1
2.16	Conector Alimentación PCB 4 way top entry PCB header PA 2.0	1	-	1
2.17	Conector Alimentación 4 way socket housing PA 2.0	1	-	1
2.18	Conector para el LCD Vertical CONN 14 way	1	-	1
2.19	Placa PCB de control Placa de circuito impreso del circuito de control	1	-	1
3.1	Caja para PCB Caja metálica con abrazaderas para PCB	1	-	1
3.2	Cable 1,5mm² Cable de 1,5mm ² de 15A para las conexiones de potencia. Carrete de 25m.	1	-	1
3.3	Cable 0,5mm² Cable de 0,5mm ² de 0,5A para las conexiones de control. Carrete de 25m.	1	-	1
3.4	Cable plano 14 vías Cable plano de 14 vías para conexionado del LCD. Carrete de 5 metros.	1	-	1
3.5	Conector panel Vi Conector filtro de toma de corriente FN9222, 10A	1	-	1
3.6	Conector panel Vo Conector mx150-L panel mount plug, 2 way	1	-	1
3.7	LCD LM016L	1	-	1
3.8	Pulsador panel Pulsador para panel	1	-	1
4.1	Desarrollo	1	-	1



12.2 Precios Unitarios

Número	Descripción	Precio (€)
1.1	Rectificador DBI 25-14	10,65 Diez con sesenta y cinco
1.2	Condensador de potencia PEH 536 150uF	7,93 Siete con noventa y tres
1.3	Diodo de potencia BYV29-500 encapsulado TO-220	1,11 Uno con once
1.4	MOSFET de potencia IXFP14N60P encapsulado TO-220	3,66 Tres con sesenta y seis
1.5	Driver para MOSFET IXDD414CI encapsulado TO-220	3,07 Tres con siete
1.6	Núcleo de Ferrita E65/32/27 (2 núcleos)	6,51 Seis con cincuenta y uno
1.7	Chásis para bobina Chásis para E65/32/27 con clíp	1,42 Uno con cuarenta y dos
1.8	Carrete para bobina Carrete para E65/32/27	0,15 Quince céntimos
1.9	Cable Rollo de 5m de cable AWG13 para 44 espiras	18,21 Dieciocho con veintiuno
1.10	Condensador Snubber MKT B32523 630V 0,1uF	0,62 Sesenta y dos céntimos
1.11	Resistencia Snubber 47 Ω - 5W	0,50 Cincuenta céntimos
1.12	Sensor de corriente LTS15 – NP	17,00 Diecisiete
1.13	Resistencia Driver 5 Ω - 1W	0,25 Veinticinco céntimos
1.14	Fuente de alimentación TMS06112	70,71 Setenta con setenta uno
1.15	Regulador CC L7805	0,75 Setenta y cinco céntimos
1.16	Portafusibles 5x20, 6.3x32mm PCB	0,90 Noventa céntimos
1.17	Fusible 1A 5x20mm 1A	0,29 Veintinueve céntimos
1.18	Fusible 7A 6.3x32mm 7A	0,39 Treinta y nueve céntimos
1.19	Condensador 1 Regulador CC 0,1uF	0,80 Ochenta céntimos
1.20	Condensador 2 Regulador CC 0,33uF	0,83 Ochenta y tres céntimos
1.21	Ventilador Ventilador + Termostato	38,77 Treinta y ocho con setenta y siete
1.22	Conector Vi PCB 3 way vertical PCB header	1,77 Uno con setenta y siete
1.23	Conector Vi Terminal roscado para PCB 3 vías, 7.62mm	2,89 Dos con ochenta y nueve
1.24	Conector Vo PCB 2 way vertical PCB header	1,18 Uno con dieciocho



Número	Descripción	Precio (€)
1.25	Conector Vo Terminal roscado para PCB 2 vías, 7.62mm	1,93 Uno con noventa y tres
1.26	Conector MOSFET PCB 2 way top entry PCB header PA 2.0	0,25 Veinticinco céntimos
1.27	Conector MOSFET 2 way socket housing PA 2.0	0,30 Treinta centimos
1.28	Conector Sensor Corriente PCB 3 way top entry PCB header PA 2.0	0,34 Treinta y cuatro centimos
1.29	Conector Sensor Corriente 3 way socket housing PA 2.0	0,31 Treinta y un centimos
1.30	Conector Ventilador PCB 4 way top entry PCB header PA 2.0	0,41 Cuarenta y un centimos
1.31	Conector Ventilador 4 way socket housing PA 2.0	0,32 Treinta y dos centimos
1.32	Conector Sensor Tensión PCB 5 way top entry PCB header PA 2.0	0,56 Cincuenta y seis centimos
1.33	Conector Sensor Tensión 5 way socket housing PA 2.0	0,44 Cuarenta y cuatro centimos
1.34	Disipador TO220 Disipador para TO220 de 6,8°C/W	2,45 Dos con cuarenta y cinco
1.35	Pasta para disipación de calor 20ml Pasta rellena de óxido metálico para disipación	4,38 Cuatro con treinta y ocho
1.36	Perfil cuadrado de aluminio bruto Perfil 10x10mm de aluminio bruto	3,73 Tres con setenta y tres
1.37	Mica para TO220 Arandela aislante de mica para TO220	0,48 Cuarenta y ocho céntimos
1.38	Tornillo 3x20mm Tornillo 3x20mm de plástico para disipadores	0,10 Diez céntimos
1.39	Tuerca para métrica de 3mm Tuerca de plástico para métrica de 3mm	0,08 Ocho céntimos
1.40	Adhesivo térmico para metales Adhesivo para metales que soporta altas t^a (140°C)	9,69 Nueve con sesenta y nueve
1.41	Placa PCB de potencia Placa de circuito impreso del circuito de potencia	43,06 Cuarenta y tres con seis
2.1	PIC16F877A Microcontrolador	4,49 Cuatro con cuarenta y nueve
2.2	Cristal 4MHz Cristal de 4MHz	0,75 Setenta y cinco céntimos
2.3	Condensador cristal Condensador 33pF para el cristal	0,10 Diez céntimos
2.4	Condensador alimentación Condensador filtro entrada 1uF	0,41 Cuarenta y un centimos
2.5	Condensador Regulador CC control 1 Condensador 100nF	0,80 Ochenta céntimos



Número	Descripción	Precio (€)
2.6	Condensador Regulador CC control 2 Condensador 330nF	0,89 Ochenta y nueve céntimos
2.7	Regulador CC Control L7805	0,75 Setenta y cinco céntimos
2.8	Resistencia R1 1000Ω	0,10 Diez céntimos
2.9	Resistencia R2 10KΩ	0,11 Once céntimos
2.10	Conector Pulsador Menú PCB 1 way socket housing PA 2.0	0,20 Veinte céntimos
2.11	Conector Pulsador Menú 1 way top entry PCB header PA 2.0	0,22 Veintidos céntimos
2.12	Conector MOSFET PCB 2 way top entry PCB header PA 2.0	0,25 Veinticinco céntimos
2.13	Conector MOSFET 2 way socket housing PA 2.0	0,30 Treinta céntimos
2.14	Conector Sensor Corriente PCB 3 way top entry PCB header PA 2.0	0,34 Treinta y cuatro centimos
2.15	Conector Sensor Corriente 3 way socket housing PA 2.0	0,31 Treinta y un centimos
2.16	Conector Alimentación PCB 4 way top entry PCB header PA 2.0	0,41 Cuarenta y un centimos
2.17	Conector Alimentación 4 way socket housing PA 2.0	0,32 Treinta y dos centimos
2.18	Conector para el LCD Vertical CONN 14 way	2,20 Dos con veinte
2.19	Placa PCB de control Placa de circuito impreso del circuito de control	14,90 Catorce con noventa
3.1	Caja para PCB Caja metálica con abrazaderas para PCB 305x280x133mm	43,58 Cuarenta y tres con cincuenta y ocho
3.2	Cable 1,5mm² Cable 1,5mm ² 15A para conexiones de potencia	16,68 Ocho con dieciséis
3.3	Cable 0,5mm² Cable 0,5mm ² 0,5A para conexiones de control.	9,69 Nueve con sesenta y nueve
3.4	Cable plano 14 vías Cable plano de 14 vías para conexionado del LCD. Carrete de 5 metros.	5,75 Cinco con setenta y cinco
3.5	Conector panel Vi Conector filtro de toma de corriente FN9222, 10A	7,54 Siete con cincuenta y cuatro
3.6	Conector panel Vo Conector mx150-L panel mount plug, 2 way	1,36 Uno con treinta y seis
3.7	LCD LM016L	10,11 Diez con once
3.8	Pulsador panel Pulsador para panel monopolar	2,05 Dos con cinco
4.1	Desarrollo	50,00 Cincuenta



11.3 Precios Descompuestos

Número	Descripción	Precio (€)	PRECIO TOTAL (€)
1.1	Rectificador DBI 25-14 1 ud Rectificador DBI 25-14 0.10 h Ayudante Técnico Electrónico 3% Costes indirectos TOTAL	 10,65 20,00 13,03	 10,65 2,00 0,38 13,03
1.2	Condensador de potencia PEH 536 150uF 2 ud Condensador 150 uF 0.10 h Ayudante Técnico Electrónico 3% Costes indirectos TOTAL	 7,93 20,00 18,40	 15,86 2,00 0,54 18,40
1.3	Diodo de potencia BYV29-500 encapsulado TO-220 2 ud Diodo BYV29-500 0.10 h Ayudante Técnico Electrónico 3% Costes indirectos TOTAL	 1,11 20,00 4,35	 2,22 2,00 0,13 4,35
1.4	MOSFET de potencia IXFP14N60P encapsulado TO-220 2 ud MOSFET IXFP14N60P 0.10 h Ayudante Técnico Electrónico 3% Costes indirectos TOTAL	 3,66 20,00 9,60	 7,32 2,00 0,28 9,60
1.5	Driver para MOSFET IXDD414CI encapsulado TO-220 1 ud Driver IXDD414CI 0.10 h Ayudante Técnico Electrónico 3% Costes indirectos TOTAL	 3,07 20,00 5,22	 3,07 2,00 0,15 5,22
1.6 1.7 1.8 1.9	Bobina Compuesta por dos núcleos de ferrita E65/32/27, un chasis, un carrete y cable AWG13 2 ud Núcleo E65/32/27 1 ud Chasis para bobina 1 ud Carrete para bobina 1 ud Bobina de cable AWG13 1 h Ayudante Técnico Electrónico 3% Costes indirectos TOTAL	 6,51 1,42 0,15 18,21 20,00 47,68	 6,51 1,42 0,15 18,21 20,00 1,39 47,68
1.10	Condensador Snubber MKT B32523 630V 0,1uF 1 ud Condensador 630V 0,1uF 0.05 h Ayudante Técnico Electrónico 3% Costes indirectos TOTAL	 0,62 20,00 1,67	 0,62 1,00 0,05 1,67



Número	Descripción	Precio (€)	PRECIO TOTAL (€)
1.11	Resistencia Snubber 47 Ω - 5W		
	1 ud Resistencia 47 Ω - 5W	0,50	0,50
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,04
	TOTAL		1,45
1.12	Sensor de corriente LTS15 – NP		
	1 ud Sensor LTS15	17,00	17,00
	0.10 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	2,00
	3% Costes indirectos		0,57
	TOTAL		19,57
1.13	Resistencia Driver 5 Ω - 1W		
	1 ud Resistencia 5 Ω - 1W	0,25	0,25
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,04
	TOTAL		1,29
1.14	Fuente de alimentación TMS06112		
	1 ud Fuente de alimentación	70,71	70,71
	TMS06112	20,00	1,00
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico		2,15
	3% Costes indirectos	TOTAL	73,86
1.15	Regulador CC L7805		
	1 ud Regulador L7805	0,75	0,75
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,05
	TOTAL		1,80
1.16	Portafusibles + fusibles 5x20, 6.3x32mm PCB		
	2 ud Portafusibles PCB	0,90	1,80
1.17	1 ud Fusible 1A	0,29	0,29
	1 ud Fusible 7A	0,39	0,39
1.18	0.1 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	2,00
	3% Costes indirectos		0,13
	TOTAL		4,61
1.19	Condensador 1 Regulador CC 0,1 μ F		
	1 ud Condensador 0,1 μ F	0,80	0,80
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,05
	TOTAL		1,85



Número	Descripción	Precio (€)	PRECIO TOTAL (€)
1.20	Condensador 2 Regulador CC		
	0,33uF		
	1 ud Condensador 0,3uF	0,89	0,89
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,06
	TOTAL		1,95
1.21	Ventilador		
	Ventilador + Termostato		
	1 ud Ventilador + termostato	38,77	38,77
	0.50 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	10,00
	3% Costes indirectos		1,46
	TOTAL		50,23
1.22	Conector Vi PCB		
	3 way vertical PCB header		
	1 ud Conector 3 way PCB	1,77	1,77
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,08
	TOTAL		2,85
1.23	Conector Vi		
	Terminal roscado para PCB 3 vías, 7.62mm		
	1 ud Conector 3 way roscado	2,89	2,89
	7.62mm Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico		0,12
	3% Costes indirectos	TOTAL	4,01
1.24	Conector Vo PCB		
	2 way vertical PCB header		
	1 ud Conector 2 way PCB	1,18	1,18
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,07
	TOTAL		2,25
1.25	Conector Vo		
	Terminal roscado para PCB 2 vías, 7.62mm		
	1 ud Conector 2 way roscado	1,93	1,93
	7.62mm Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico		0,09
	3% Costes indirectos	TOTAL	3,02
1.26	Conector MOSFET PCB		
	2 way top entry PCB header PA 2.0		
	1 ud Conector 2 way entry PCB	0,25	0,25
	header Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico		0,04
	3% Costes indirectos	TOTAL	1,28



Número	Descripción	Precio (€)	PRECIO TOTAL (€)
1.27	Conector MOSFET		
	2 way socket housing PA 2.0		
	1 ud Conector 2 way PCB housing	0,30	0,30
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,04
	TOTAL		1,34
1.28	Conector Sensor Corriente PCB		
	3 way top entry PCB header PA 2.0		
	1 ud Conector 3 way PCB header	0,34	0,34
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,04
	TOTAL		1,38
1.29	Conector Sensor Corriente		
	3 way socket housing PA 2.0		
	1 ud Conector 3 way PCB housing	0,31	0,31
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,04
	TOTAL		1,35
1.30	Conector Ventilador PCB		
	4 way top entry PCB header PA 2.0		
	1 ud Conector 4 way PCB header	0,41	0,41
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,04
	TOTAL		1,45
1.31	Conector Ventilador		
	4 way socket housing PA 2.0		
	1 ud Conector 4 way PCB housing	0,32	0,32
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,04
	TOTAL		1,36
1.32	Conector Sensor Tensión PCB		
	5 way top entry PCB header PA 2.0		
	1 ud Conector 5 way PCB header	0,56	0,56
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,05
	TOTAL		1,61
1.33	Conector Sensor Tensión		
	5 way socket housing PA 2.0		
	1 ud Conector 5 way PCB housing	0,44	0,44
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,04
	TOTAL		1,48

Número	Descripción	Precio (€)	PRECIO TOTAL (€)
1.34	Disipadores Conjunto de disipación formado por disipadores para TO220 y placas de refrigeración construidas con un perfil de aluminio bruto. Éstos disipadores de enganchan a los dispositivos que necesitan refrigeración mediante arandelas de mica, pasta de óxido metálico y tornillos y tuercas de plástico de métrica de 3mm.		
1.35	2 ud Disipador TO220 de 6,8°C/W	2,45	4,90
1.36	1 ud Perfil de aluminio 10x10mm	3,73	3,73
1.37	7 ud Arandelas de mica TO220	0,48	3,36
1.38	1 ud Tubo pasta de óxido metálico	4,38	4,38
1.39	7 ud Tornillo de plástico 3x20mm	0,10	0,70
1.40	7 ud Tuerca plástico de métrica 3	0,08	0,56
	1 ud Tubo adhesivo para metales	9,69	9,69
	0.5 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	10,00
	1 h Ayudante Técnico de mecanizado	20,00	20,00
	3% Costes indirectos		1,72
		TOTAL	59,04
1.41	Placa PCB de potencia Placa fotosensible de doble cara. Placa epoxídica con baño de cobre de 305x457mm. Para la realización del circuito impreso del circuito de potencia de dimensiones 200x270mm		
	1 ud Placa 305x457mm	43,06	43,06
	3 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	60,00
	3% Costes indirectos	0,90	3,09
		TOTAL	106,15
2.1	PIC16F877A Microcontrolador		
	1 ud PIC16F877A	4.49	4.49
	0.10 h Ayudante Técnico Electrónico	20.00	2,00
	3% Costes indirectos		0.16
		TOTAL	6.65
2.2	Cristal 4MHz Cristal		
	1 ud Cristal 4MHZ	0.75	0.75
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20.00	1,00
	3% Costes indirectos		0.05
		TOTAL	1,80



Número	Descripción	Precio (€)	PRECIO TOTAL (€)
2.3	Condensador cristal		
	Condens. cerámico 33pF		
	2 ud Condens. Cerámico 33pF	0,10	0,20
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20.00	1,00
	3% Costes indirectos		0.04
	TOTAL		1,24
2.4	Condensador alimentación		
	Condens. Electrolítico 1uF 25V		
	1 ud Condens. Electrolítico 1uF	0,41	0,41
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20.00	1,00
	3% Costes indirectos		0.04
	TOTAL		1,45
2.5	Condensador regulador CC control1		
	Condens. cerámico 100nF		
	1 ud Condens. Cerámico 100nF	0,80	0,80
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20.00	1,00
	3% Costes indirectos		0.05
	TOTAL		1,85
2.6	Condensador regulador CC control2		
	Condens. cerámico 330nF		
	1 ud Condens. Cerámico 330nF	0,89	0,89
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20.00	1,00
	3% Costes indirectos		0.06
	TOTAL		1,95
2.7	Regulador CC		
	L7805		
	1 ud Regulador L7805	0,75	0,75
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,05
	TOTAL		1,80
2.8	Resistencia R1		
	Resistencia 1000 Ω		
	1 ud Resistencia R1	0.10	0.10
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20.00	1,00
	3% Costes indirectos		0.03
	TOTAL		1.13
2.9	Resistencia R2		
	Resistencia 10K Ω		
	1 ud Resistencia R2	0.11	0.11
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20.00	1,00
	3% Costes indirectos		0.03
	TOTAL		1.14
2.10	Conector Pulsador Menú PCB		
	1 way top entry PCB header PA 2.0		
	1 ud Conector 1 way PCB header	0,20	0,20
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,04
	TOTAL		1,24



Número	Descripción	Precio (€)	PRECIO TOTAL (€)
2.11	Conector Pulsador Menú		
	1 way top entry PCB header PA 2.0		
	1 ud Conector 2 way entry PCB	0,25	0,22
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,04
	TOTAL		1,26
2.12	Conector MOSFET PCB		
	2 way top entry PCB header PA 2.0		
	1 ud Conector 2 way PCB header	0,25	0,25
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,04
	TOTAL		1,28
2.13	Conector MOSFET		
	2 way socket housing PA 2.0		
	1 ud Conector 2 way PCB housing	0,30	0,30
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,04
	TOTAL		1,34
2.14	Conector Sensor Corriente PCB		
	3 way top entry PCB header PA 2.0		
	1 ud Conector 3 way PCB header	0,34	0,34
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,04
	TOTAL		1,38
2.15	Conector Sensor Corriente		
	3 way socket housing PA 2.0		
	1 ud Conector 3 way PCB housing	0,31	0,31
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,04
	TOTAL		1,35
2.16	Conector Alimentación PCB		
	4 way top entry PCB header PA 2.0		
	1 ud Conector 4 way PCB header	0,41	0,41
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,04
	TOTAL		1,45
2.17	Conector Alimentación		
	4 way socket housing PA 2.0		
	1 ud Conector 4 way PCB housing	0,32	0,32
	0.05 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	1,00
	3% Costes indirectos		0,04
	TOTAL		1,36
2.18	Conector para el LCD		
	Vertical CONN 14 way		
	1 ud Conector 14 way PCB	2,20	2,20
	0.1 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	2,00
	3% Costes indirectos		0,13
	TOTAL		4,33



Número	Descripción	Precio (€)	PRECIO TOTAL (€)
2.19	Placa PCB de potencia Placa fotosensible de doble cara. Placa epoxídica con baño de cobre de 100x160mm. para la realización del circuito impreso del circuito de potencia de dimensiones 68x45mm		
	1 ud Placa 100x160mm	14,92	14,92
	3 h Ayudante Técnico Electrónico	20.00	60,00
	3% Costes indirectos	0.90	2,25
	TOTAL		77,17
3.1	Caja para PCB Caja metálica con abrazaderas para PCB 305x280x133mm		
	1 ud Caja 305x280x133mm	43,58	43,58
	0.5 h Ayudante Técnico Electrónico	20.00	10,00
	3% Costes indirectos	0.90	1,61
	TOTAL		55,19
3.2 3.3 3.4 3.5 3.6 3.7 3.8	Conexionado Serigrafiado de la caja, corte de la misma, montaje de los conectores y realización del conexionado de las PCBs.		
	1 ud Carrete 25m cable de 1,5mm ²	16,68	16,68
	1 ud Carrete 25m cable de 0,5mm ²	9,69	9,69
	1 ud Carrete 5m cable 14 vías	5,75	5,75
	1 ud Conector filtro panel, 10A	7,54	7,54
	1 ud Conector mx150 panel, 2 way	1,36	1,36
	1 ud LCD LM016L	10.11	10.11
	1 ud Pulsador panel	2.05	2.05
	0.5 h Ayudante Técnico Electrónico	20,00	10,00
	0.5 h Ayudante Técnico de mecanizado	20,00	10,00
	3% Costes indirectos		2.20
	TOTAL		75.34
4.1	Desarrollo Coste del desarrollo del dispositivo		
	1 ud	-	-
	300 h Ingeniero electrónico	50.00	15000,00
	3% Costes indirectos	1.50	450,00
	TOTAL		15450,00



11.4 Presupuesto Parcial

Número	Descripción	Unidades	Precio (€)	Importe (€)
1.1	Rectificador DBI 25-14	1	13,03	13,03
1.2	Condensador de potencia PEH 536 150Uf	2	9,20	18,40
1.3	Diodo de potencia BYV29-500 encapsulado TO-220	2	2,17	4,35
1.4	MOSFET de potencia IXFP14N60P encapsulado TO-220	2	4,80	9,60
1.5	Driver para MOSFET IXDD414CI encapsulado TO-220	1	5,22	5,22
1.6 1.7 1.8 1.9	Bobina Compuesta por dos núcleos de ferrita E65/32/27, un chasis, un carrete y cable AWG13	1	47,68	47,68
1.10	Condensador Snubber MKT B32523 630V 0,1uF	1	1,67	1,67
1.11	Resistencia Snubber 47 Ω - 5W	1	1,45	1,45
1.12	Sensor de corriente LTS15 – NP	1	19,57	19,57
1.13	Resistencia Driver 5 Ω - 1W	1	1,29	1,29
1.14	Fuente de alimentación TMS06112	1	73,86	73,86
1.15	Regulador CC L7805	1	1,80	1,80
1.16 1.17 1.18	Portafusibles + fusibles 5x20, 6.3x32mm PCB	2	2,31	4,61
1.19	Condensador 1 Regulador CC 0,1uF	1	1,85	1,85
1.20	Condensador 2 Regulador CC 0,33uF	1	1,86	1,95
1.21	Ventilador Ventilador + Termostato	1	50,23	50,23
1.22	Conector Vi PCB 3 way vertical PCB header	1	2,85	2,85
1.23	Conector Vi Terminal roscado para PCB 3 vías, 7.62mm	1	4,01	4,01
1.24	Conector Vo PCB 2 way vertical PCB header	1	2,25	2,25
1.25	Conector Vo Terminal roscado para PCB 2 vías, 7.62mm	1	3,02	3,02



Número	Descripción	Unidades	Precio (€)	Importe (€)
1.26	Conector MOSFET PCB 2 way top entry PCB header PA 2.0	1	1,28	1,28
1.27	Conector MOSFET 2 way socket housing PA 2.0	1	1,34	1,34
1.28	Conector Sensor Corriente PCB 3 way top entry PCB header PA 2.0	1	1,38	1,38
1.29	Conector Sensor Corriente 3 way socket housing PA 2.0	1	1,35	1,35
1.30	Conector Ventilador PCB 4 way top entry PCB header PA 2.0	1	1,45	1,45
1.31	Conector Ventilador 4 way socket housing PA 2.0	1	1,36	1,36
1.32	Conector Sensor Tensión PCB 5 way top entry PCB header PA 2.0	1	1,61	1,61
1.33	Conector Sensor Tensión 5 way socket housing PA 2.0	1	1,48	1,48
1.34 1.35 1.36 1.37 1.38 1.39 1.40	Disipadores Conjunto de disipación formado por disipadores para TO220 y placas de refrigeración. Éstos disipadores de enganchan mediante arandelas de mica, pasta de óxido metálico y tornillos y tuercas de plástico de métrica de 3mm.	1	59,04	59,04
1.41	Placa PCB de potencia Placa epoxídica con baño de cobre del circuito de potencia de dimensiones 200x270mm	1	106,15	106,15
2.1	PIC16F877A Microcontrolador	1	6,65	6,65
2.2	Cristal 4MHz Cristal de 4MHz	1	1,80	1,80
2.3	Condensador cristal Condensador 33pF para el cristal	2	1,24	2,48
2.4	Condensador alimentación Condensador filtro entrada 1uF	1	1,45	1,45
2.5	Condensador Regulador CC control 1 Condensador 100nF	1	1,85	1,85
2.6	Condensador Regulador CC control 2 Condensador 330nF	1	1,95	1,95
2.7	Regulador CC Control L7805	1	1,80	1,80
2.8	Resistencia R1 1000Ω	1	1,13	1,13
2.9	Resistencia R2 10KΩ	1	1,14	1,14
2.10	Conector Pulsador Menú PCB 1 way socket housing PA 2.0	1	1,24	1,24
2.11	Conector Pulsador Menú 1 way top entry PCB header PA 2.0	1	1,26	1,26



Número	Descripción	Unidades	Precio (€)	Importe (€)
2.12	Conector MOSFET PCB 2 way top entry PCB header PA 2.0	1	1,28	1,28
2.13	Conector MOSFET 2 way socket housing PA 2.0	1	1,34	1,34
2.14	Conector Sensor Corriente PCB 3 way top entry PCB header PA 2.0	1	1,38	1,38
2.15	Conector Sensor Corriente 3 way socket housing PA 2.0	1	1,35	1,35
2.16	Conector Alimentación PCB 4 way top entry PCB header PA 2.0	1	1,45	1,45
2.17	Conector Alimentación 4 way socket housing PA 2.0	1	1,36	1,36
2.18	Conector para el LCD Vertical CONN 14 way	1	4,33	4,33
2.19	Placa PCB de potencia Placa epoxídica con baño de cobre del circuito de potencia de dimensiones 68x45mm	1	77,17	77,17
3.1	Caja para PCB Caja metálica con abrazaderas para PCB 305x280x133mm	1	55,19	55,19
3.2 3.3 3.4 3.5 3.6 3.7 3.8	Conexionado Serigrafiado de la caja, corte de la misma, montaje de los conectores, realización del conexionado de las PCBs y colocación LCP y pulsador.	1	75,34	75,34
4.1	Desarrollo Coste del desarrollo del dispositivo	1	15450,00/Nº unidades	15450,00/Nº unidades

11.5 Presupuesto General

El presupuesto general se ha realizado bajo el supuesto de que la misma empresa desarrolla, fabrica y vende el producto. A su vez, se realizó para un lote de 100 unidades.

CAPITULO

1. ETAPA DE POTENCIA	432,10€
2. ETAPA DE CONTROL	112,41€
3. SOPORTE, PROTECCIONES Y MATERIAL AUXILIAR	130,54€
4. DESARROLLO	15450,00€

TOTAL PRESUPUESTO DE EJECUCIÓN MATERIAL (Pm): 675,05€ + 15450,00€/Nº

El coste por unidad disminuye cuanto mayor sea el Nº de unidades fabricadas.

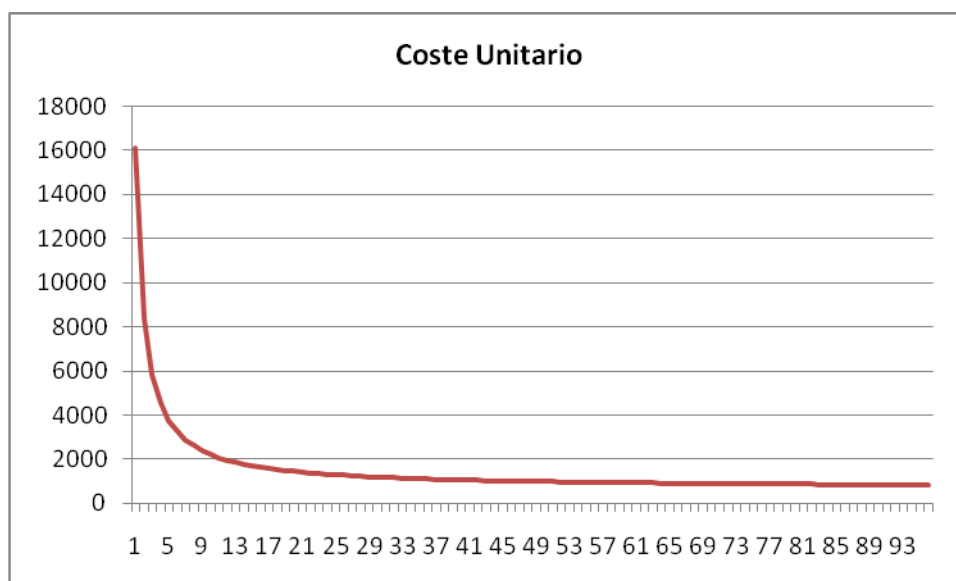


Fig. 112 Variación del coste unitario en función del tamaño del lote

Para un lote de 100 unidades el coste material por unidad es de 829,55€



Asciende el presupuesto material para cien unidades, a la cantidad de OCHOCIENTOS VEINTINUEVE EUROS CON CINCUENTA Y CINCO CÉNTIMOS.

Gastos generales (15%)	124,43€
Beneficio Industrial (6%)	49,77€
Total Parcial	1003,75€

I.V.A. (16% Total Parcial)	160,60€
----------------------------	---------

TOTAL PRESUPUESTO DE EJECUCIÓN POR CONTRATA	1164,35€
---	----------

Asciende el presupuesto total, a la citada cantidad de MIL CIENTO SESENTA Y CUATRO EUROS CON TREINTA Y CINCO CÉNTIMOS por unidad.



Esta página está en blanco intencionadamente

12 ANEXOS

12.1 Anexo 1

1 Pérdidas del MOSFET y los diodos

Las pérdidas de potencia (P_I) en cualquier componente de la conmutación pueden ser clasificadas en tres grupos:

- a) Pérdidas de conducción (P_C)
- b) Pérdidas de conmutación (P_{SW})
- c) Pérdidas de bloqueo (fugas) (P_b), normalmente son despreciadas.

De esta forma:

Ec. 31

$$P_I = P_C + P_{SW} + P_b \approx P_C + P_{SW}$$

1.1 Pérdidas de conducción

Las pérdidas de potencia en la conducción del MOSFET pueden ser calculadas utilizando una aproximación del MOSFET respecto a la resistencia del drenador –surtidor en estado encendido (R_{DSon}):

Ec. 32

$$u_{DS}(i_D) = R_{DSon}(i_D) \cdot i_D$$

u_{DS} y i_D son el voltaje del drenador-surtidor y la corriente de drenado, respectivamente. La típica R_{DSon} puede ser leído en el diagrama data-sheet, como se muestra en Fig. 129, donde I_D es la corriente en estado encendido del MOSFET definida por la aplicación.

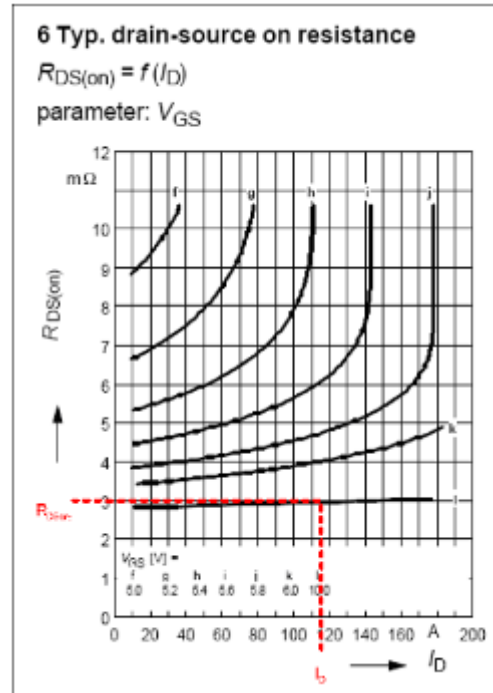


Fig. 113 Resistencia del drenador-surtidor como función de la I_D (a $T_J=25^\circ\text{C}$)

Así, el valor instantáneo de las pérdidas de conducción del MOSFET es:

Ec. 33

$$p_{CM}(t) = u_{DS}(t) \cdot i_D(t) = R_{DS(on)} \cdot i_D^2(t)$$

La integral de las pérdidas de potencia instantánea respecto del ciclo de conmutación da un valor medio de las pérdidas de conducción del MOSFET:

Ec. 34

$$P_{CM} = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} p_{CM}(t) dt = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} (R_{DS(on)} \cdot i_D^2(t)) dt = R_{DS(on)} \cdot I_{Drms}^2$$

Donde I_{Drms} es el valor rms de la corriente en estado encendido del MOSFET.

Las pérdidas de conducción del diodo anti-paralelo pueden ser estimadas usando una aproximación del diodo respecto a una conexión en serie de fuentes de voltaje CC (u_{D0}), representando el voltaje en corriente 0 del diodo en estado encendido y la resistencia del diodo en estado encendido (R_D), siendo u_D el voltaje a través del diodo e i_F la corriente a lo largo del mismo:

Ec. 35

$$u_D(i_D) = u_{D0} + R_D \cdot i_F$$

Estos parámetros pueden ser extraídos de los diagramas de la datasheet del MOSFET como se muestra en la fig. 130. Para tener consideración las variaciones del parámetro, y así obtener un cálculo aproximativo, el valor u_{D0} tomado del diagrama tiene que estar en escala respecto a u_{Dmax}/u_{Dtyp} . Esos valores exactos pueden extraerse de las tablas de datasheet, pero para un cálculo técnico se suele usar un margen típico de seguridad (10%-20%).

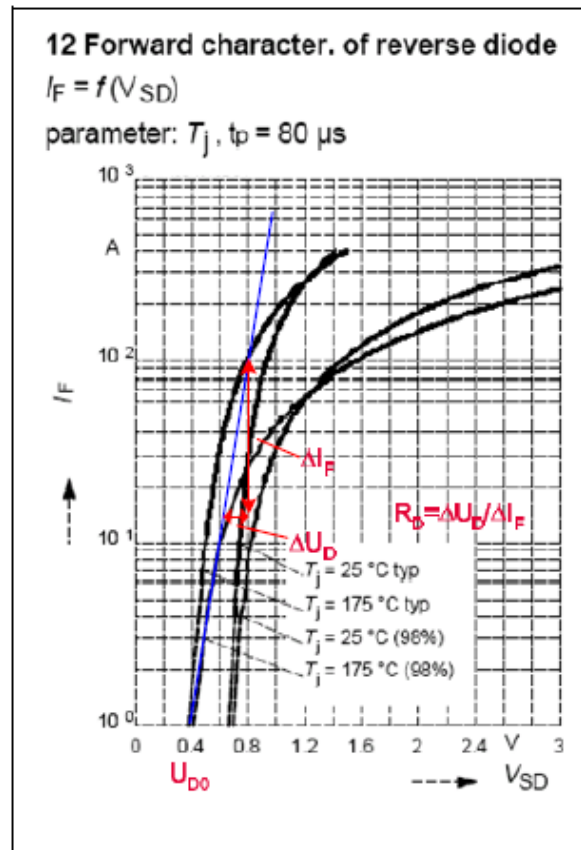


Fig. 114 Resistencia del diodo como función de la corriente del diodo.

El valor instantáneo de las pérdidas de conducción del diodo es:

Ec. 36

$$p_{CD}(t) = u_D(t) \cdot i_F(t) = u_{D0} \cdot i_F(t) + R_D \cdot i_F^2(t)$$

Si el promedio de corriente del diodo es I_{Fav} , y la corriente rms del diodo es I_{Frms} , la media de las pérdidas de conducción del diodo en el periodo de conmutación ($T_{SW}=1/f_{SW}$) son:

Ec. 37

$$P_{CD} = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} p_{CD}(t) dt = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} (u_{D0} \cdot i_F(t) + R_D \cdot i_F^2(t)) dt = u_{D0} \cdot I_{Fav} + R_D \cdot I_{Frms}^2$$

1.1.1. R_{DSon} - Consideración de la temperatura y las variaciones producidas

El procedimiento para la determinación de R_{DSon} , mostrado en la figura 130, se refiere a los valores típicos de R_{DSon} . Mientras este proceso debería servir para la mayoría de las aplicaciones, el valor R_{DSon} puede ser calculado teniendo en cuenta la temperatura y las variaciones producidas. Para ello, se utiliza la siguiente ecuación:

Ec. 38

$$R_{DSon}(T_J) = R_{DSonMAX}(25^\circ C) \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right)^{T_J - 25^\circ C}$$

Donde T_J es la temperatura de unión y $R_{DSonMAX}(25^\circ C)$ es el valor máximo de R_{DSon} a $25^\circ C$, que puede obtenerse de la tabla resumen del data –sheet como se muestra en la figura 131. El coeficiente de temperatura α se calcula de la manera siguiente: tomando dos conjuntos de valores (T_{J1} , R_{DSon1}) y (T_{J2} , R_{DSon2}) del data sheet (figura 132). Se usan estos valores con la ultima ecuación para determinar α .

Product Summary		
V_{DS}	40	V
$R_{DS(on),max}$ (SMD version)	3.3	m Ω
I_D	100	A

Fig. 115. Lectura de $R_{DS(on)}$ (25°C) del data-sheet

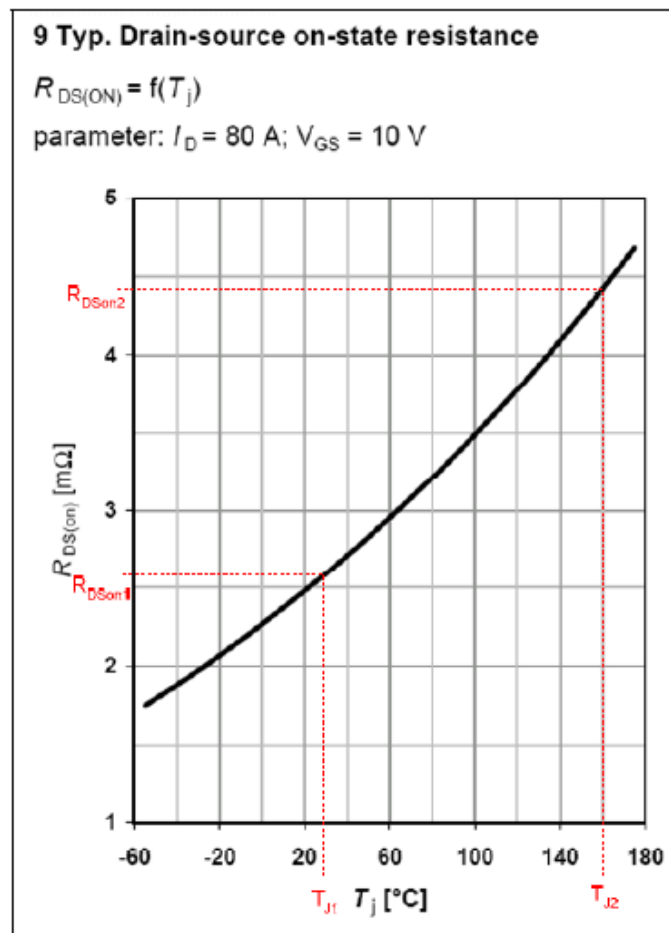


Fig. 116. Lectura $T_J/R_{DS(on)}$ del data-sheet

1.2. Pérdidas de conmutación

El circuito de análisis de las pérdidas de conmutación del MOSFET se representan en la figura 133. Es de un convertidor elevador de único cuadrante que aporta carga de tipo inductiva. El MOSFET es controlado desde un circuito driver, proporcionando un voltaje U_{Dr} al output. El diodo interno del MOSFET se utiliza como un diodo de libre circulación, porque en la mayoría de los casos, como en los drivers de los motores AC trifásicos, los drivers de motor CC, convertidores CC/CC sincronos, etc., el convertidor electrónico de potencia consiste en uno o mas MOSFETs basados en una estructura en medio-puente. Si usamos un diodo externo de circulación libre, los cálculos siguen siendo válidos. Los parámetros del diodo conseguidos se toman del data-sheet del diodo.

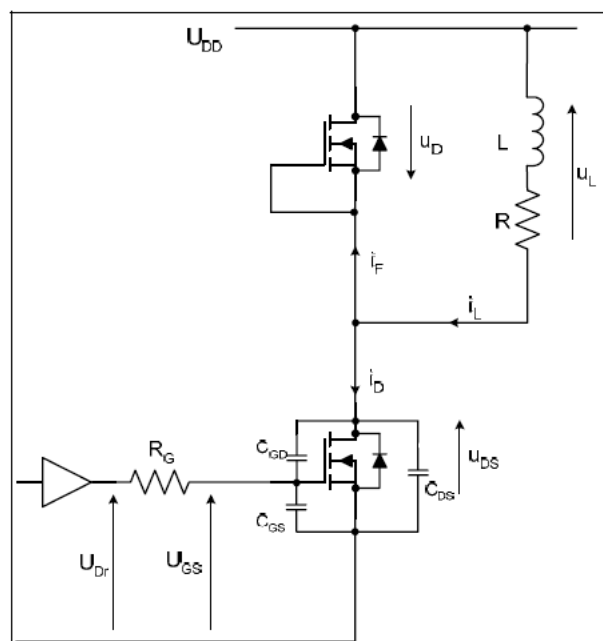


Fig. 117. Convertidor del MOSFET con una carga inductiva.

Para los cálculos matemáticos del balance de pérdida de potencia, es suficiente una aproximación lineal del proceso de conmutación del MOSFET y, como veremos más adelante, presenta el cálculo en el peor caso.

1.2.1. Transitorio en el encendido

- El circuito driver cambia su estado de 0V a U_{Dr} , la tensión de puerta se eleva hasta el umbral de tensión ($U_{GS(th)}$), con la constante temporal definida por la resistencia de puerta y la capacidad de entrada equivalente del MOSFET ($C_{iSS}=C_{GD}+C_{GS}$). El output no cambia hasta que la tensión de la puerta alcance el $U_{GS(th)}$.
- Después de que se alcance el $U_{GS(th)}$, la corriente del drenador se eleva y se superpone a la corriente de carga. El valor rise-time (tri) de la corriente en el peor caso entre cero y I_{Don} (definido

por la aplicación) se extrae del data-sheet del MOSFET, como se muestra en la figura X. Durante el time-rise de la corriente, el diodo de libre circulación todavía conduce y la tensión del drenador-surtidor es U_{DD} .

- Para apagar el diodo, el flujo mínimo almacenado debe ser eliminado (ver figura x). La corriente de recuperación inversa debe ser absorbida por el MOSFET, originando pérdidas de potencia adicionales. Los valores en el peor caso de la recarga de recuperación inversa (Q_{rr}) y la duración (t_{rr}), utilizados en el cálculo de las pérdidas de potencia, también se extraen del data-sheet del MOSFET (ver figura 134).

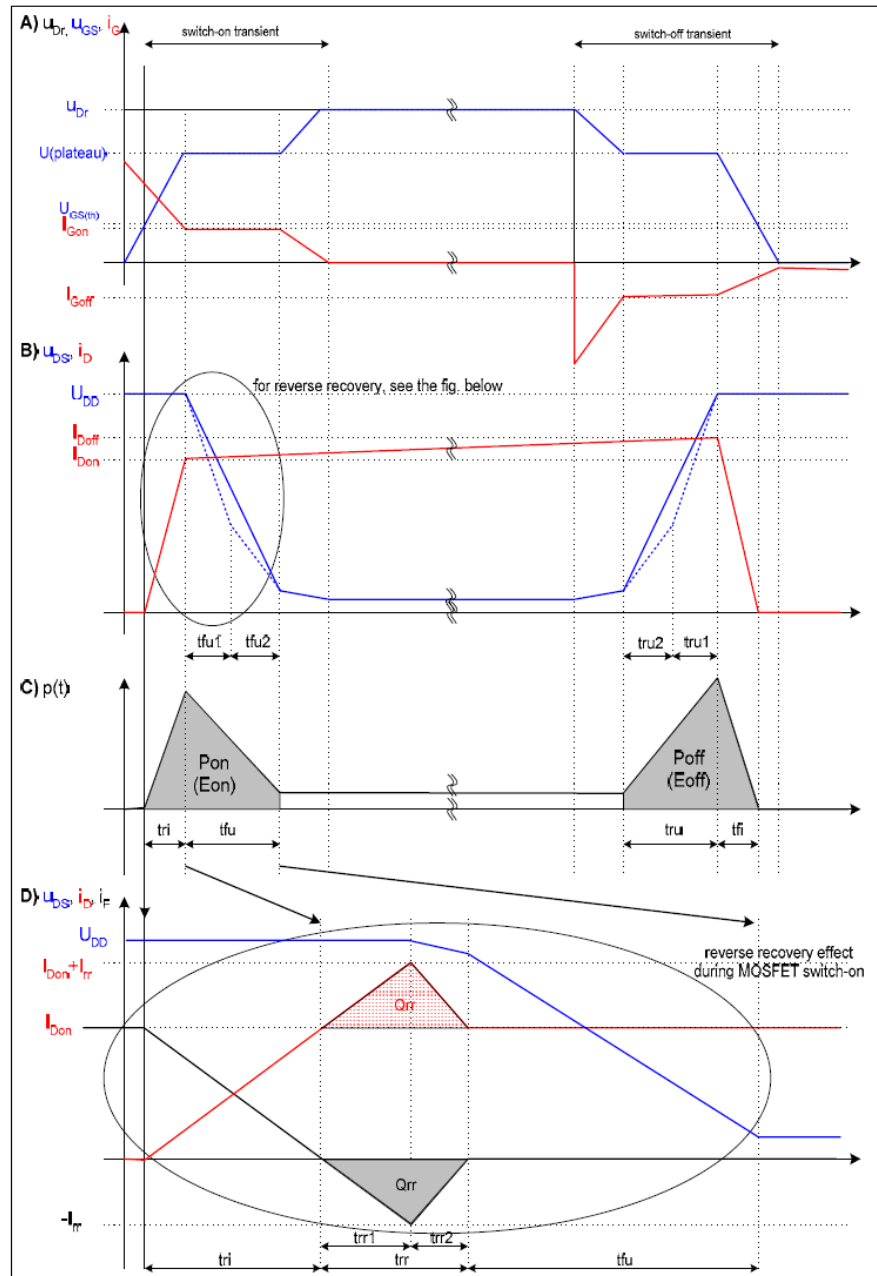


Fig. 118 Transitorios de conmutación de potencia del MOSFET

Electrical Characteristics						
Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			min.	typ.	max.	
Dynamic Characteristics						
Transconductance	g_{fs}	$V_{DS} \geq 2 \cdot I_D \cdot R_{DS(on)max}$, $I_D = 100A$	73	146	-	S
Input capacitance	C_{iss}	$V_{GS} = 0V$, $V_{DS} = 25V$, $f = 1MHz$	-	5430	-	pF
Output capacitance	C_{oss}		-	1915	-	
Reverse transfer capacitance	C_{rss}		-	400	-	
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$V_{DD} = 20V$, $V_{GS} = 10V$,	-	22	-	ns
Rise time	t_r	$I_D = 100A$,	-	54	-	
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$	$R_G = 2.2\Omega$	-	63	-	
Fall time	t_f		-	53	-	

Fig. 119 Lectura del rise time (rojo) y del fall time (azul) de la corriente del data-sheet.

Reverse Diode						
Inverse diode continuous forward current	I_S	$T_C = 25^\circ C$	-	-	100	A
Inv. diode direct current, pulsed	I_{SM}		-	-	400	
Inverse diode forward voltage	V_{SD}	$V_{GS} = 0V$, $I_F = 80A$	-	0.9	1.3	V
Reverse recovery time	t_{rr}	$V_R = 20V$, $I_F = I_S$	-	66	-	ns
Reverse recovery charge	Q_{rr}	$di_F/dt = 100A/\mu s$	-	153	-	nC

Fig. 120 Lectura del tiempo de recuperación inversa (rojo) y recarga (azul) del data-sheet.

- Tras apagar el diodo, la tensión del drenador-surtidor desciende desde $u_{DS} = U_{DD}$ hasta su valor en estado encendido $u_{DS} = R_{DS(on)} \cdot I_{on}$. Se produce el efecto Miller y la tensión puerta-surtidor se establece en $u_{GS} = U_{(plateau)}$. La pendiente de la tensión del drenador-surtidor esta controlada mediante el flujo de la corriente de la puerta a través de la capacidad de puerta-drenador ($C_{GD} = C_{rss}$). Para calcular la tensión en fall-time (t_{fu}) con una precisión razonable, se debe considerar la no-linealidad de la capacidad de puerta-drenador. La dependencia típica de esta capacidad de puerta-drenador en la tensión del drenador-surtidor. Tal no-linealidad no puede ser fácilmente incorporada en los cálculos técnicos. Este es el porqué se utiliza una aproximación de dos puntos. Se supone que si la tensión del drenador –surtidor esta en el intervalo $u_{DS} \in [U_{DD}/2, U_{DD}]$, la capacitancia de la puerta del drenador toma el valor de $C_{GD1} = C_{GD}(U_{DD})$. Por otro lado, si la tensión de drenador –surtidor esta en el rango $u_{DS} \in [0V, U_{DD}/2]$, entonces la capacitancia toma el valor $C_{GD2} = C_{GD}(R_{DS(on)} \cdot I_{on})$. La forma de determinar estas capacitancias se muestra en la figura 138. La tensión del drenador-surtidor durante el time-fall, considerando la aproximación en dos puntos, se presenta en la figura 135. Esta aproximación se utiliza solo para determinar el voltaje en el fall time (así como el rise time durante el apagado) y se asume que la tensión del drenador-surtidor tenga forma lineal, quedando claro que este análisis presenta el peor caso para las pérdidas de la conmutación.

La corriente de la puerta durante tfu se calcula de la siguiente manera:

Ec. 39

$$I_{Gon} = \frac{U_{Dr} - U_{(plateau)}}{R_G}$$

La tensión del fall time puede ahora ser calculada como la media de los fall times definidos mediante la corriente de la puerta y las capacitancias C_{GD1} y C_{GD2} .

Ec. 40

$$tfu = \frac{tfu1 + tfu2}{2}$$

Donde:

Ec. 41

$$tfu1 = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \frac{C_{GD1}}{I_{Gon}} = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \cdot R_G \cdot \frac{C_{GD1}}{(U_{Dr} - U_{(plateau)})}$$

Ec. 42

$$tfu2 = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \frac{C_{GD2}}{I_{Gon}} = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \cdot R_G \cdot \frac{C_{GD2}}{(U_{Dr} - U_{(plateau)})}$$

Gate Charge Characteristics						
Gate to source charge	Q_{gs}	$V_{DD}=32V, I_D=100A$	-	28	37	nC
Gate to drain charge	Q_{gd}		-	53	80	
Gate charge total	Q_g	$V_{DD}=32V, I_D=100A, V_{GS}=0 \text{ to } 10V$	-	129	172	
Gate plateau voltage	$V_{(plateau)}$	$V_{DD}=32V, I_D=100A$	-	5.2	-	V

Fig. 121 Lectura de la tensión de plateau de la data-sheet.

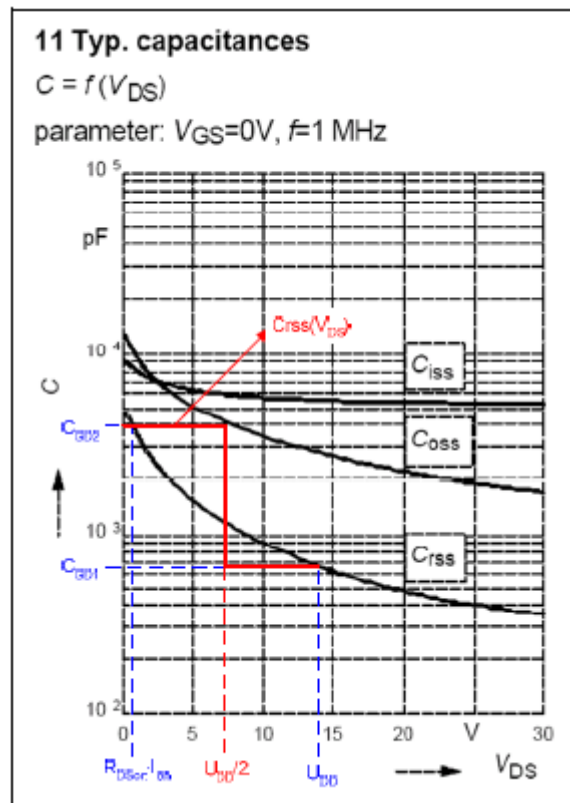


Fig. 122 Representación en dos puntos de la capacitancia de la puerta del drenador.

1.2.2. Transitorio en el apagado

El proceso de apagado corresponde al apagado del MOSFET en orden inverso y por ello no será tratado en detalle. Dos diferencias importantes son:

- No existe recuperación inversa.
- La corriente de la puerta y la tensión en el rise time puede expresarse como:

Ec. 43

$$I_{Goff} = -\frac{U_{(plateau)}}{R_G}$$

Ec. 44

$$tru = \frac{tru1 + tru2}{2}$$

Ec. 45

$$tru1 = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \frac{C_{GD1}}{I_{Goff}} = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \cdot R_G \cdot \frac{C_{GD1}}{U_{(plateau)}}$$

Ec. 46

$$tru2 = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \frac{C_{GD2}}{I_{Goff}} = (U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \cdot R_G \cdot \frac{C_{GD2}}{U_{(plateau)}}$$

1.2.3 Energías y pérdidas de conmutación

De acuerdo a las consideraciones anteriores, el peor caso de pérdidas de energía en el encendido del MOSFET (E_{onM}) se calcula como suma de la energía de encendido sin tener en cuenta el proceso de recuperación inversa (E_{onMi}) y la energía de encendido causada por la recuperación inversa del diodo de libre circulación (E_{onMrr}):

Ec. 47

$$E_{onM} = \int_0^{tri+tfu} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = E_{onMi} + E_{onMrr} = U_{DD} \cdot I_{Don} \cdot \frac{tri+tfu}{2} + Q_{rr} \cdot U_{DD}$$

El pico de corriente de recuperación inversa se calcula como:

Ec. 48

$$I_{Frrpeak} = \frac{2 \cdot Q_{rr}}{trr}$$

La energía de encendido del diodo consiste mayormente en energía de recuperación inversa (E_{onD}):

Ec. 49

$$E_{onD} = \int_0^{tru+tfi} u_D(t) \cdot i_D(t) dt = U_{DD} \cdot I_{Doff} \cdot \frac{tru+tfi}{2}$$

Las perdidas de conmutación en el MOSFET y en el diodo son el producto de las energías y la frecuencia (f_{sw}) de conmutación:

Ec. 50

$$P_{swM} = (E_{onM} + E_{offM}) \cdot f_{sw}$$

Ec. 51

$$P_{swD} = (E_{onD} + E_{offD}) \cdot f_{sw} \approx E_{onD} \cdot f_{sw}$$

1.3. Balance de pérdidas

Las pérdidas de potencia en el MOSFET y el diodo de libre circulación se calculan como la suma de las pérdidas de conducción y conmutación, dando:

Ec. 52

$$P_M = P_{CM} + P_{swM} = R_{DSon} \cdot I_{Drms}^2 + (E_{onM} + E_{offM}) \cdot f_{sw}$$

Ec. 53

$$P_D = P_{CD} + P_{swD} = u_{D0} \cdot I_{Fav} + R_D \cdot I_{Frms}^2 + E_{onD} \cdot f_{sw}$$

2. parámetros específicos de aplicación. Convertidor elevador (boost)

Las figuras 139 y 140 presentan la arquitectura y las señales típicas del convertidor elevador.

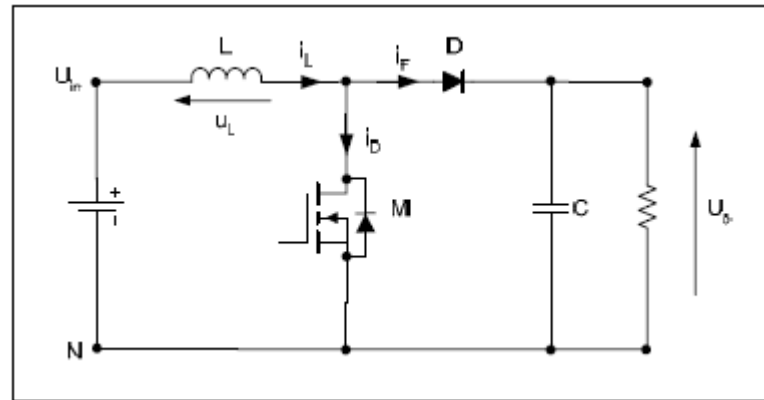


Fig. 123 Arquitectura del convertidor elevador

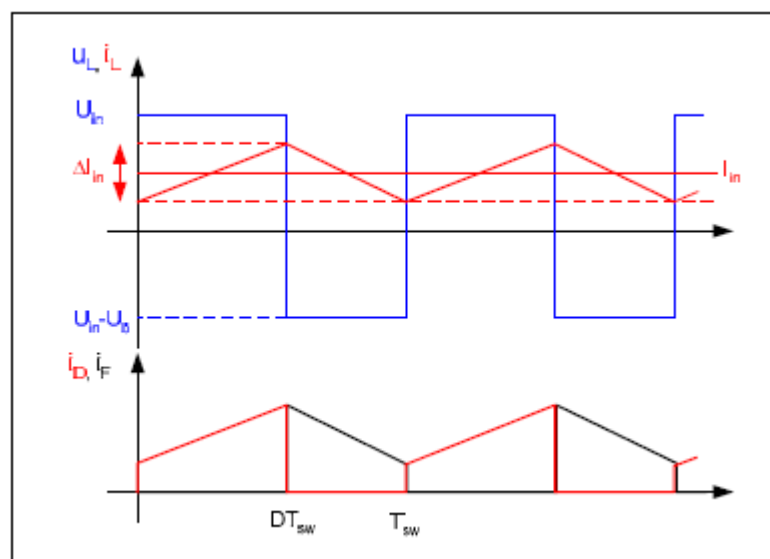


Fig. 124 Señales típicas del convertidor elevador.

Los parámetros del input para los cálculos: tensión de input (U_{in}), tensión de output (U_o), energía de output (P_o), energía de input (P_{in}), valor de inductor (L), frecuencia de conmutación (f_{sw})

Corriente de input:

Ec. 54

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{U_{in}}$$

Ciclo de trabajo en modo de conducción continua:

Ec. 55

$$D = 1 - \frac{U_{in}}{U_o}$$

Rizado de corriente de entrada:

Ec. 56

$$\Delta I_{in} = \frac{D \cdot U_{in}}{L \cdot f_{sw}}$$

Los parámetros necesarios para los cálculos de pérdidas pueden determinarse de acuerdo a los valores calculados previamente:

Ec. 57

$$I_{Don} = I_{in} - \frac{\Delta I_{in}}{2}$$

Ec. 58

$$I_{Doff} = I_{in} + \frac{\Delta I_{in}}{2}$$

Ec. 59

$$I_{Drms}^2 = D \cdot I_{in}^2 = (\sqrt{D} \cdot I_{in})^2$$

Ec. 60

$$I_{Fav} = (1 - D) \cdot I_{in}$$

Ec. 61

$$I_{Frms}^2 = (1 - D) \cdot I_{in}^2 = (\sqrt{1 - D} \cdot I_{in})^2$$



12.2 Anexo 2

El código a programar en el PIC con el algoritmo del MPPT modificado a lo largo de los ensayos es el siguiente:

```
#include <16f877A.h>
#fuses XT, NOPROTECT, NOPUT, NOWDT, NOBROWNOUT, NOLVP, NOCPD
#device aCC=10
#use delay(clock=4000000)
#use rtos(timer=0,minor_cycle=6ms)
#Byte TRISC=0x87

float lo1=0.0;           //Corriente lectura anterior
float lo2;               //Corriente lectura actual
float lo_lectura;        //Corriente lectura instantánea
float lmax=640;          //Valor máximo posible de lectura (filtro)
float potencia;          //Potencia
int16 d=190;             //Ciclo de trabajo del 95%
int16 d2=0;              //Ciclo de trabajo que utiliza el PWM

int16 c=0.2;             //Incremento del ciclo de trabajo (1%)

int16 n;                 //Contador de lecturas
char item;               //Para cambiar en el menu
char n_menus=3;          //Numero de páginas del menu

#task(rate=6ms,max=6ms)  //Tarea de lectura
void lectura ( );

#task(rate=6ms,max=6ms)  //Tarea de cálculo del DUTY
void calculo_duty ( );

#task(rate=10ms,max=1ms,queue=2) //Tarea del display
void display( );

////////////////////////////////////
////////////////// PROGRAMA PRINCIPAL //////////////////
////////////////////////////////////

void main(){

//TRISC=0;                //Configuración para trabajar con el PWM

setup_timer_2(t2_div_by_1,49,1); //Periodo de la señal PWM a 1ms
setup_ccp1(ccp_pwm);           //Módulo CCP a modo PWM
setup_ccp2(ccp_pwm);           //Módulo CCP a modo PWM
set_pwm2_duty(170);            //Valor inicial de duty

setup_aCC_ports(AN0);          //Puerto A0 analógico
setup_aCC(ACC_CLOCK_INTERNAL); //Reloj convertidor AD interno
set_aCC_channel(0);            //Habilitación del canal 0

lcd_init();                    //Inicialización del LCD
rtos_run ( );                  //Inicio de las tareas

while(1){
}
}
```



```
/////////////////////////////////////////////////////////////////
/////////////////////////////////////////////////////////////////  TAREA LECTURA  //////////////////////
/////////////////////////////////////////////////////////////////
```

```
void lectura ( )
{
    lo2=0;
    for(n=0;n<20;n++){                                //20 mediciones
        repetir:
        delay_us(20);
        lo_lectura=read_aCC();                          //Lectura canal 0
        if(lo_lectura>lomax){
            goto repetir;

            //Si la lectura tiene un valor excesivo debido al //acoplamiento
            //de algún ruido, repite la lectura de //corriente. Para ello la
            //compara con el valor //máximo posible de lectura
        }
        lo2=lo2+lo_lectura;
    }
    lo2=lo2/20;                                         //Media de las 20 mediciones
    lo2=((5*lo2/1024.0)-2.5)*8;                         //Escalación de la corriente
    potencia=lo2*370;                                  //Potencia a 370V de salida
    d2=200-d;
    set_pwm1_duty(d3);                                  //Generación del PWM con duty d2
    rtos_yield();                                       //Retorno del control al planificador
}
```

```
/////////////////////////////////////////////////////////////////
/////////////////////////////////////////////////////////////////  TAREA CALCULO DUTY  //////////////////
/////////////////////////////////////////////////////////////////
```

```
void calculo_duty()
{
    if(lo1==lo2){
    if(lo1==lo2){
        goto fin;
    }
    else{
        if(lo2>lo1){                                //Caso 1
            d=d-c;
            lo1=lo2;
            if(d<0.05){
                d=0.05;
            }
        }
        else{                                        //Caso 2
            d=d+c;
            lo1=lo2;
            if(d>0.95){
                d=0.95;
            }
        }
    }
}
fin:
rtos_yield();
}
```



```
/////////////////////////////////////////////////////////////////
/////////////////////////////////////////////////////////////////  TAREA DISPLAY  ///////////////////////////////////
/////////////////////////////////////////////////////////////////

void display()
{
    if(input(PIN_A4)==1){                                     //PIN_A1 pulsador selector menú
        item++;
        delay_ms(300);
        lcd_putc("\f");
    }

    if(item>(n_menus-1)){
        item=0;}
    switch(item){
        case 0:                                              //Menu 1, lectura corriente
            lcd_gotoxy(1,1);
            printf(lcd_putc,"\f CORRIENTE");
            printf(lcd_putc,"\n      %01.2fA", Io2);
            lcd_gotoxy(1,1);
            delay_ms(100);
            break;

        case 1:                                              //Menu 2, potencia
            printf(lcd_putc,"\f POTENCIA");
            lcd_gotoxy(1,1);
            printf(lcd_putc,"\n      %01.2fW", potencia);
            lcd_gotoxy(1,1);
            delay_ms(100);
            break;

        case 2:                                              //Menu 3, duty
            printf(lcd_putc,"\f DUTY");
            lcd_gotoxy(1,1);
            printf(lcd_putc,"\n      %Lu", d2);
            lcd_gotoxy(1,1);
            delay_ms(100);
            break;
    }
    rtos_yield();
}
```



13.3 Anexo 3

El código para Visual C++ para poder simular con el PSIM mediante la creación de una librería *.DLL es el siguiente:

```
#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include <time.h>

static double lo1=0;
static double lo2=0;
static double lo_lectura=0;
static double potencia=0;
static double d=0.95;
double n=0;
double i=0;
double q=0;
double c=0;

//Corriente lectura anterior
//Corriente lectura actual
//Corriente lectura instantanea
//Potencia
//Ciclo de trabajo

__declspec(dllexport) void simuser (t, delt, in, out)
double t, delt;
double *in, *out;
{

////////////////////////////////////
//////////////////////////////////// FLANCO DE DISPARO ///////////////////////////////////
////////////////////////////////////

i=in[1];
if(q==0){
    if(i==0){
        goto fin;
    }
    else{
        q=1;
        goto ejecucion;
    }
}
else{
    if(i==0){
        q=0;
        goto fin;
    }
    else{
        goto fin;
    }
}

////////////////////////////////////
//////////////////////////////////// TAREA LECTURA ///////////////////////////////////
////////////////////////////////////

ejecucion:

lo2=0;
for(n=0;n<20;n++){
    lo_lectura=in[0];
    lo2=lo2+lo_lectura;
}
lo2=lo2/20;

//20 mediciones
//Lectura canal 0

//Media de las 20 mediciones
```



```
/////////////////////////////////////////////////////////////////
/////////////////////////////////////////////////////////////////  TAREA CALCULO DUTY  ///////////////////////////////////
/////////////////////////////////////////////////////////////////

c=0.001;
if(lo1==lo2){
goto fin;
}
else{
    if(lo2>lo1){
        //Caso 1
        d=d-c;
        lo1=lo2;
        if(d<0.05){
            d=0.05;
        }
    }
    else{
        //Caso 2
        d=d+c;
        lo1=lo2;
        if(d>0.95){
            d=0.95;
        }
    }
}

fin:
out[0]=d;
}
```

12.4 Anexo 4

Fotografías:



Fig. 125. Fotografía conjunto 1. Caja cerrada.



Fig. 126. Fotografía conjunto 2. Caja abierta



Fig. 127. Fotografía en planta superior. Tarjeta de potencia con circuito auxiliar de ensayo.

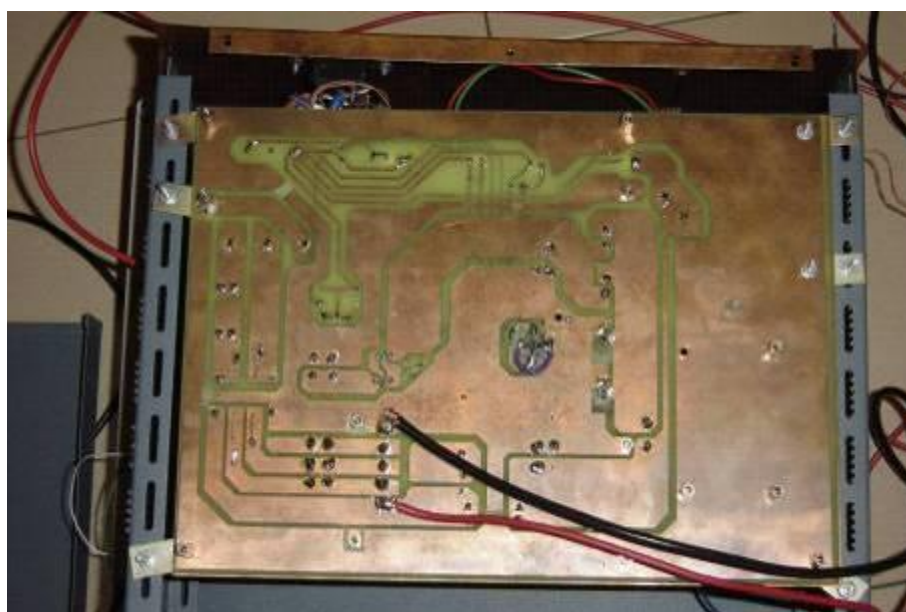


Fig. 128. Fotografía en planta inferior. Tarjeta de potencia.



Fig. 129. Fotografía planta tarjeta de pruebas PICDEM2+.



Fig. 130. Fotografía del ensayo del sistema completo



Fig. 131. Fotografías de las medidas de protección antiestáticas.



Esta página está en blanco intencionadamente



13 BIBLIOGRAFÍA

Libros y manuales:

Pozo Coronado, Salvador; “Curso de C++”; ConClase, Septiembre 2003

PowerSim; “PSIM, User Manual Version 6.0”; Rev. 1; PowerSim Inc, January 22, 2004.

Control Techniques; “SM-Applications Lite. Solutions Module for Unidrive SP”; Control Techniques, Part Numbre: 0471-0030-04, issue 4, 29 junio 2004.

García, Javier; Rodríguez, José Ignacio; Goñi, Rufino; Brazañez, Alfonso; Funes, Patxi; “Aprenda lenguaje ANSI C como si estuviera en primero”; Universidad de Navarra.

Martín Sánchez, Franco; “Nuevo manual de instalaciones eléctricas. Según el Nuevo Reglamento de Baja Tensión R. D. 842/2002 de 2 de agosto de 2002”; Editorial: A. Madrid Vicente, Ediciones.

Malvino, Albert Paul; “Principios de Electrónica”; Editorial Mc Graw Hill., edición 2002.

García Breijo, Eduardo; “Compiler C CCS y simulación PROTEUS para Microcontroladores PIC”; Editorial Marcombo, 2004.

Proyectos:

Shane Malo, Robert Griñó; “Análisis y diseño de controladores lineales para el convertidor elevador (“boost”) bidireccional en corriente”; IOC-DT-P-2005-15, Universitat Politècnica de Catalunya, Julio 2005.

Bogariz Vilches, Javier; “Contribución al desarrollo de onduladores fotovoltaicos basados en el LFR”; Departament d’Enginyeria Electrónica Eléctrica i Automàtica, Universitat Rovira I Virgili, Abril 2005.

Jiménez Sans, Xavier; “Diseño de un grupo eólico de pequeña potencia”; Departament d’Enginyeria Electrónica Eléctrica i Automàtica, Universitat Rovira I Virgili, Septiembre 2006.



Artículos:

Andújar Márquez, José M.; Enrique Gómez, Juan M.; Durán Aranda, Eladio; Martínez Bohórquez, Miguel A.; “Sistema para la generación automática de curvas I-V, P-V y monitorización de módulos fotovoltaicos”; XXV Jornadas de Automática Ciudad Real, del 8 al 10 de septiembre de 2004.

Sobrino Duarte, Eloy; “Sistema de regulación fotovoltaico basado en microcontrolador”; Universitat Politècnica de Catalunya.

Software:

Microsoft Office: Word, Excel, Visio.

AutoCAD 2000.

PSim.

ORCAD.

Proteus.

MatLab.

PExpert.

WinPic800

Visual C++